

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

Řízené elektrické filtry s číslicově – analogovými převodníky
Controlled electric filters with digital – analog converters

2010

Bc. Jakub Zelenda

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 5. 5. 2010

.....

Bc. Jakub Zelenda

Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu mé diplomové práce panu Ing. Zdeňku Tesařovi za jeho konzultace, rady a pomoc při tvorbě této práce. Dále bych chtěl poděkovat i všem ostatním za jejich trpělivost, shovívavost, rady, nápady a pomoc.

V Ostravě dne 5. 5. 2010

.....

Bc. Jakub Zelenda

Abstrakt

Kmitočtové filtry mají své zastoupení v mnoha oblastech elektroniky i elektrotechniky. Tato práce se zabývá číslicovým řízením kmitočtových filtrů, konkrétně číslicovým řízením pomocí digitálně – analogových převodníků. Návrh řešení číslicově řízených filtrů je uveden s popisem základních používaných architektur digitálně – analogových převodníků, výběrem digitálně – analogového převodníku vhodného pro realizaci číslicově řízených filtrů a popisem základních stavebních prvků univerzálních filtrů i s uvedením jejich číslicového řízení. Samotná realizace číslicově řízených filtrů je věnována měření jak parametrů samotného digitálně – analogového převodníku, tak i měření navržených číslicově řízených univerzálních filtrů. Simulace v simulačním programu SNAP reprezentují ideální chování navržených univerzálních filtrů.

Klíčová slova

Kmitočtový filtr, univerzální filtr, dolní propust, horní propust, pásmová propust, pásmová zadrž, digitálně – analogový převodník, přenosová funkce, kmitočet pólu, činitel jakosti, kmitočtová charakteristika.

Abstract

Frequency selection filters have its representation in many areas of electronics and electrical engineering. This work deal with numerical drive of frequency filters concretely by numerical drive by force of digitally – analog converter. Proposal solution of numerically controlled filters is state with description basic used architectures of digitally – analog converters. Further by selection digitally – analog converter acceptable for realization of numerically controlled filters and description basic structural elements of universal filters also with presentation their numerical drive. Herself realization of numerically controlled filters is focus on measurement as parameters itself digitally – analog converter so and measurement designed numerically controlled universal filters. Simulation in simulator platform SNAP represent ideal behavior designed universal filters.

Key words

Frequency selection filter, universal filter, low pass, high pass, band pass, band reject, digital – analog converter, transmission function, frequency pole, Q factor, frequency characteristic.

Seznam použitých zkratk a symbolů

A.....	zesílení operačního zesilovače	[-]
ADP.....	analogově – digitální převodník	
AM	Ackerberg – Mossberg struktura	
$a_0 - m$	koeficienty přenosové funkce čitatele	
B	šířka pásma	[Hz]
$b_0 - n$	koeficienty přenosové funkce jmenovatele	
C	kapacita kondenzátoru	[F]
DAP.....	digitálně – analogový převodník	
DP	dolní propust	
FS	úplný rozsah převodníku	
f	kmitočet	[Hz]
f_m, f_0	mezní kmitočet	[Hz]
$f_{md}, f_{0d}, f_{mh}, f_{0h}$...	dolní mezní kmitočet, horní mezní kmitočet	[Hz]
f_p	kmitočet pólu	[Hz]
f_s	vzorkovací kmitočet	[Hz]
HP	horní propust	
H, H_U	napěťový přenos	[-]
H_0	napěťový přenos v propustném pásmu	[-]
$H_U(j\omega)$	přenosová funkce v kmitočtovém tvaru	[-]
$H_U(p)$	přenosová funkce v operátorovém tvaru	[-]
$H_{[dB]}, H_{U[dB]}$	napěťový přenos v decibelech	[dB]
I	proud	[A]
i_{DAP}	výstupní proud DAP	[A]
i_1	vstupní proud	[A]
KHN.....	Kerwin – Huelsman – Newcomb struktura	
LSB	nejméně významný bit	
MKHN	modifikovaná Kerwin – Huelsman – Newcomb struktura	
MSB	nejvýznamnější bit	
m	řád polynomu čitatele přenosové funkce	
N.....	váha napětí v závislosti na vstupní číselné posloupnosti DAP	[-]
n.....	řád polynomu jmenovatele přenosové funkce, počet bitů převodníku	

PP	pásmová propust	
PZ	pásmová zadrž	
p	komplexní kmitočet	
Q	činitel jakosti filtru	[-]
q	kvantizační krok	
R	elektrický odpor	[Ω]
TT	Tow – Thomas struktura	
U	napětí	[V]
U_{IN}	vstupní napětí DAP	[V]
u_i	vstupní napětí	[V]
u_o	výstupní napětí	[V]
U_{REF}	referenční napětí DAP	[V]
φ	fázový posuv	[rad]
ω	úhlový kmitočet	[rad/s]
ω_{0d}, ω_{0h}	dolní mezní úhlový kmitočet, horní mezní úhlový kmitočet	[rad/s]
ω_m, ω_0	mezní úhlový kmitočet	[rad/s]
ω_p	úhlový kmitočet pólu	[rad/s]

Obsah

1	Úvod.....	1
2	Teoretický úvod	3
2.1	Kmitočtové filtry	3
2.1.1	Kmitočtový filtr jako dvojbran.....	3
2.1.2	Rozdělení filtrů dle kmitočtových charakteristik	4
2.1.3	Rozdělení filtrů dle použité technologie	6
2.2	A/D a D/A převodníky.....	7
2.2.1	Analogově – digitální převodníky	8
2.2.2	Digitálně – analogové převodníky	9
2.2.3	Chyby A/D a D/A převodníků.....	10
3	Návrh řešení číslicově řízených filtrů	12
3.1	Základní architektury D/A převodníků.....	12
3.1.1	D/A převodníky v napěťovém režimu.....	12
3.1.2	D/A převodníky v proudovém režimu.....	13
3.2	Výběr D/A převodníku vhodného pro realizaci.....	14
3.3	Základní stavební prvky pro realizaci číslicově řízených filtrů.....	16
3.3.1	Číslicově řízený invertující zesilovač.....	16
3.3.2	Číslicově řízený invertující součtový zesilovač	17
3.3.3	Číslicově řízený invertující integrátor	19
3.3.4	Číslicově řízený neinvertující integrátor	21
3.3.5	Univerzální filtr 2. řádu typu TT	23
3.3.6	Univerzální filtr 2. řádu typu AM	25
3.3.7	Univerzální filtr 2. řádu typu MKHN.....	26
4	Realizace a analýza číslicově řízených filtrů	29
4.1	Kmitočtová charakteristika DAP TLC7528	29
4.2	Číslicově řízený univerzální filtr 2. řádu typu TT	31
4.2.1	Měření číslicově řízeného univerzální filtru 2. řádu typu TT.....	31
4.2.2	Simulace číslicově řízeného univerzální filtru 2. řádu typu TT	34
4.3	Číslicově řízený univerzální filtr 2. řádu typu AM.....	36
4.3.1	Měření číslicově řízeného univerzální filtru 2. řádu typu AM	37
4.3.2	Simulace číslicově řízeného univerzální filtru 2. řádu typu AM.....	39

4.4	Číslicově řízený univerzální filtr 2. řádu typu MKHN	41
4.4.1	Měření číslicově řízeného univerzální filtru 2. řádu typu MKHN	42
4.4.2	Simulace číslicově řízeného univerzální filtru 2. řádu typu MKHN	46
4.4.3	Simulace plně číslicově řízeného univerzální filtru 2. řádu typu MKHN	49
Závěr	54
Literatura	56
Přílohy	57

1 Úvod

V této práci se budu věnovat řízeným elektrickým filtrům s číslicově – analogovými převodníky, neboť cílem mé práce je provést analýzu zapojení D/A převodníků a obvodových řešení filtrů s ohledem na vzájemnou spolupráci při realizaci číslicově laděných (řízených) filtrů. Číslicově řízeným filtrem se rozumí většinou aktivní filtr, který je řízen číselným údajem. Pro realizaci číslicově řízených filtrů využívám v této práci číslicově – analogových převodníků. Dále se budu věnovat analýze navržených zapojení s ohledem na laditelnost parametrů filtrů a rozsah pracovních kmitočtů.

Druhá kapitola této práce bude teoretická. Zabývá se obecným popisem elektrických filtrů a A/D a D/A převodníků. Elektrické neboli kmitočtové filtry jsou lineární elektrické obvody, jejichž hlavním úkolem je výběr kmitočtových složek signálu. Oblast výběru kmitočtových složek se rozděluje na propustné pásmo a nepropustné pásmo. Z tohoto hlediska se kmitočtové filtry dělí na dolní propusti (DP), horní propusti (HP), pásmové propusti (PP) a pásmové zádrže (PZ). Kmitočtové filtry se také rozdělují podle použitých technologií na analogové filtry, které se dále dělí na pasivní (RC filtry, RLC filtry) a aktivní (ARC filtry, ASC filtry) a na číslicové filtry, které se dále dělí dle jejich impulzní odezvy na filtry typu IIR a filtry typu FIR. Dalším, neméně důležitým kritériem pro rozdělení a popis filtrů, je řád filtru. Kmitočtové filtry se používají v různých oblastech elektroniky a elektrotechniky, např. v radiotechnice, v elektroakustice, v měřicí technice, v regulační technice, silnoproudé technice apod.

Většina veličin vyskytující se v přírodě je analogová a číslicový signál má v současné době zastoupení v mnoha oblastech (např. digitální rádio a televize, mobilní telefony, měřicí, řídicí a diagnostické systémy atd.). Analogově – digitální převodníky (ADP) převádí analogový signál na číslicový signál. Opačný převod, tedy převod číslicového signálu na analogový signál, provádí digitálně – analogové převodníky (DAP).

Ve třetí kapitole se budu zabývat návrhem řešení číslicově řízených filtrů. Blíže provedu rozbor základních používaných architektur DAP. DAP se rozdělují z hlediska jejich vstupu na sériové a paralelní a z hlediska výstupu na napěťové a proudové. U DAP se využívá váhových a příčkových architektur. V další části této kapitoly provedu rozbor DAP a vyberu DAP vhodný pro realizaci číslicově řízených filtrů. Protože se v této práci zabývám číslicově řízenými univerzálními filtry, v závěru této kapitoly se budu věnovat popisu základních stavebních prvků těchto univerzálních filtrů i z hlediska jejich číslicového řízení.

Čtvrtá, poslední, kapitola se bude týkat samotné realizace číslicově řízených filtrů. V první části této kapitoly budu zjišťovat parametry konkrétně vybraného DAP s ohledem na vzájemnou spolupráci při realizaci číslicově řízených filtrů. V další části se budu zabývat samotnou realizací mnou vybraných číslicově řízených univerzálních filtrů. Realizaci každého filtru rozšířím o simulace v simulačním programu SNAP.

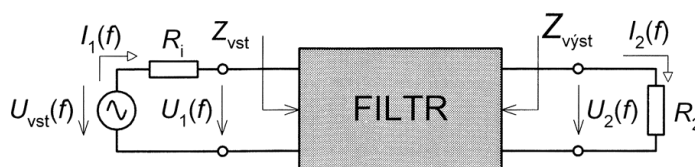
Cílem této diplomové práce bude odměření a provedení simulací navržených číslicově řízených univerzálních filtrů.

2 Teoretický úvod

2.1 Kmitočtové filtry

2.1.1 Kmitočtový filtr jako dvojbran

Kmitočtové filtry jsou převážně lineární dvojbrany, které jsou popsány vstupními a výstupními veličinami na vstupních a výstupních svorkách. Na obrázku 2.1 je uvedeno zapojení filtru jako dvojbranu zapojeného do obvodu.



Obrázek 2.1: Filtr jako dvojbran zapojený do obvodu (lit. [3])

Funkcí filtru je upravit vstupní harmonický signál o určité amplitudě U_1 , kmitočtu f_1 a fázi φ_1 na výstupní harmonický signál se stejným kmitočtem, ale rozdílnou velikostí amplitudy U_2 a fáze φ_2 . Napěťový přenos filtru pro daný kmitočet f lze vyjádřit poměrem amplitud výstupních a vstupních veličin viz vztah (2.1). Napěťový přenos vyjádřený v logaritmické míře je uveden ve vztahu (2.2).

$$\overline{H_U}(j\omega) = \frac{\overline{U_2}(j\omega)}{\overline{U_1}(j\omega)} = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}} \quad [-] \quad (2.1)$$

$$H_{U[\text{dB}]} = 20 \cdot \log \frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)} \quad [\text{dB}], \quad \varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega) \quad [\text{rad}] \quad (2.2)$$

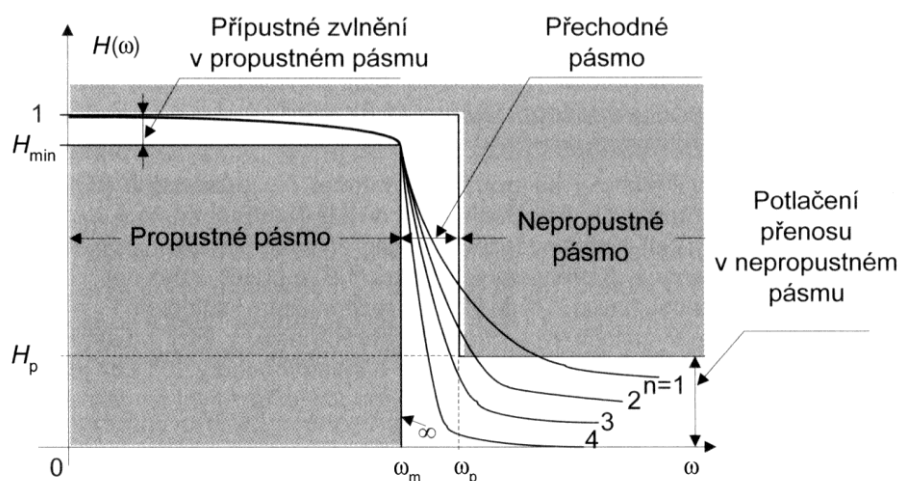
Pro praktické využití je vhodnější vyjadřovat přenosovou funkci ve tvaru racionální lomené funkce. Ve vztahu (2.3) je uveden obecný tvar pro přenosovou funkci v kmitočtové oblasti.

$$\overline{H_U}(j\omega) = \frac{a_m(j\omega)^m + a_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + a_1(j\omega) + a_0}{b_n(j\omega)^n + b_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + b_1(j\omega) + b_0} \quad [-] \quad (2.3)$$

$$\overline{H_U}(p) = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0} \quad [-] \quad (2.4)$$

Obecně je kmitočet vyjádřen úhlovou rychlostí $\omega = 2\pi \cdot f$. Přenosová funkce se také vyjadřuje v operátorovém tvaru, viz vztah (2.4). Komplexní kmitočet p má obecně tvar $p = \sigma + j\omega$. Obecně se uvažuje, že $p = j\omega$. Pro obecný tvar přenosové funkce platí $m \leq n$, kde m je řád polynomu čitatele a n jmenovatele. Nejvyšší mocnina n udává řád funkce.

Řád filtru je roven řádu funkce, který určuje nejvyšší mocnina n . Na obrázku 2.2 jsou uvedeny přenosové charakteristiky filtru typu dolní propust závislé na řádu filtru. Z průběhů charakteristik uvedených na obrázku 2.2 je zřejmé, že se zvyšujícím se řádem filtru se průběh charakteristik přibližuje ideálnímu průběhu, ale z hlediska realizace se zvyšuje náročnost a cena filtru. Proto se při realizaci volí co nejnížší řád filtru z hlediska jeho složitosti, ale zároveň takový, aby splňoval požadované potlačení přenosu v nepropustném pásmu.



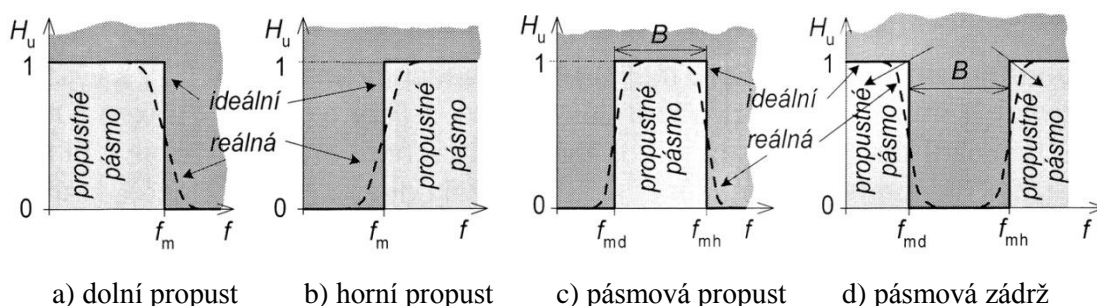
Obrázek 2.2: Kmitočtová charakteristika DP v závislosti na řádu filtru (lit. [5])

2.1.2 Rozdělení filtrů dle kmitočtových charakteristik

Hlavním úkolem filtrů je propuštění kmitočtových složek vstupního signálu v určitém pásmu kmitočtů (toto pásmo se nazývá propustné pásmo) nebo potlačení kmitočtových složek vstupního signálu (toto pásmo se nazývá nepropustné pásmo). Na základě toho, které pásmo kmitočtů filtry propouštějí a které nepropouštějí, se dělí na:

- dolní propust
- horní propust
- pásmovou propust
- pásmovou zádrž
- všepropustný (fázovací) dvojbran

Na obrázku 2.3 jsou uvedeny ideální přenosové charakteristiky základních typů filtrů plnou čarou. V ideálním případě je hodnota přenosu rovna jedné v propustném pásmu (útlum v decibelech roven nule) a v nepropustném pásmu je hodnota přenosu rovna nule (útlum v decibelech se blíží minus nekonečnu). V praxi není možné realizovat filtry s ideálními charakteristikami dle průběhů vyznačených plnými čarami na obrázku 2.3. Přenos v celém propustném pásmu není absolutně plochý a roven jedné a také přechod z propustného do nepropustného pásma není nekonečně rychlý, ale má určitou strmost.



Obrázek 2.3: Kmitočtové charakteristiky filtrů (lit. [3])

Důležitým parametrem u filtrů je mezní kmitočet, viz vztah (2.5), který je určen pro pokles přenosové charakteristiky o hodnotu $H_U = 1/\sqrt{2} = 0,707$, což odpovídá poklesu o 3dB. Dalším důležitým parametrem u filtrů je šířka propustného nebo nepropustného pásma, viz vztah (2.6).

$$f_m = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad [\text{Hz}] \quad (2.5)$$

$$B = f_{mh} - f_{md} \quad [\text{Hz}] \quad (2.6)$$

Pro uvedené typy filtrů lze odvodit jejich obecné přenosové funkce pro n-tý řád filtru. Obecný zápis přenosové funkce pro dolní propust je uveden ve vztahu (2.7), ve vztahu (2.8) pro horní propust, ve vztahu (2.9) pro pásmovou propust a ve vztahu (2.10) pro pásmovou zádrž. Pro přenosové funkce dále platí, že $m = n$ a pro pásmovou propust platí, že $m = n/2$.

$$\overline{H_U}(p) = \frac{a_0}{b_n p^n + \dots + b_1 p + b_0} \quad [-] \quad (2.7)$$

$$\overline{H_U}(p) = \frac{a_m p^m}{b_n p^n + \dots + b_1 p + b_0} \quad [-] \quad (2.8)$$

$$\overline{H_U}(p) = \frac{a_m p^m}{b_n p^n + \dots + b_1 p + b_0} \quad [-] \quad (2.9)$$

$$\overline{H_U}(p) = \frac{a_m p^m + \dots + a_1 p + a_0}{b_n p^n + \dots + b_1 p + b_0} \quad [-] \quad (2.10)$$

2.1.3 Rozdělení filtrů dle použité technologie

Kmitočtové filtry můžeme realizovat mnoha odlišnými způsoby, které ovlivňují některé podstatné vlastnosti filtru. Způsoby realizace je možné rozdělit do dvou skupin:

- analogové filtry
- číslicové filtry

Analogové filtry pracují s analogovými signály. Dle realizace a použití stavebních prvků se analogové filtry rozdělují do dvou skupin:

- pasivní filtry
- aktivní filtry

Pasivní filtry

- **Filtry RC** vynikají svou jednoduchostí a dostupností výchozích součástek, rezistorů a kondenzátorů. V praxi se využívají jen filtry prvního a druhého řádu, filtry vyšších řádů se využívají jen výjimečně a využívají se pro méně náročné aplikace.
- **Filtry RLC** umožňují realizovat téměř libovolný typ filtru. Využívají rezonančních vlastností LC obvodů, jejich omezení vyplývá z použití cívek.
- **Mikrovlnné filtry RLC** jsou speciálním typem RLC filtrů využívajících kmitočtové oblasti nad 300 MHz (mikrovlny). V této kmitočtové oblasti se již nemohou používat prvky se soustředěnými parametry (R, L, C), proto se nahrazují odpovídajícími náhradami (vlnovody, mikropásková vedení, koaxiální vedení apod.).
- Základem **elektromechanických filtrů** je mechanický rezonátor, který využívá převodu elektrického signálu na mechanický a následně i zpětného převodu na elektrický signál. Vyznačují se vysokou selektivitou a chovají se vesměs jako pásmové propusti.
- **Filtry s akustickou povrchovou vlnou – PAV** jsou založeny na principu vyzařování, šíření a fázového skládání povrchových akustických vln.

Aktivní filtry využívají zapojení aktivních prvků a selektivních obvodů. U aktivních filtrů není třeba používat indukčnosti. Výhodou aktivních filtrů oproti pasivním filtrům je fakt, že s nimi lze dosahovat zisk větší jak jedna. Aktivní filtry je možné rozdělit do dvou skupin:

- **Filtry ARC** jsou aktivní RC filtry. V principu nahrazují RLC filtry, místo cívek používají vhodná zapojení rezistorů, kondenzátorů a aktivních prvků, nejčastěji operačních zesilovačů. Nevýhodou oproti pasivním filtrům je nutnost napájení aktivních prvků. Výhodou naopak snadná nastavitelnost a laditelnost změnou hodnot rezistorů. Vzhledem k použití aktivních prvků je kmitočtové pásmo využitelnosti asi od 0,1 Hz do 1 MHz. Objevují se i specifické modifikace ARC filtrů, které využívají parazitních vlastností aktivních prvků (R nebo C) jako stavebních prvků, pak se označují AR, AC apod.
- **Filtry ASC** jsou speciální modifikací ARC filtrů využívající obvody s kondenzátory a analogovými spínači místo rezistorů. Mezní kmitočet těchto filtrů je určen spínacím kmitočtem a jsou snadno laditelné změnou spínacího kmitočtu.

Číslicové filtry - jejich činnost spočívá ve zpracování digitalizovaných signálů (DSP – Digital Signal Processing) v digitálních procesorech (též označovaných DSP - Digital Signal Processor), nebo v programovatelných logických polích (FPGA).

Číslicové filtry se dělí do dvou skupin:

- filtry s nekonečnou impulzní odezvou – IIR (Infinite Impulse Response)
- filtry s konečnou impulzní odezvou – FIR (Finite Impulse Response)

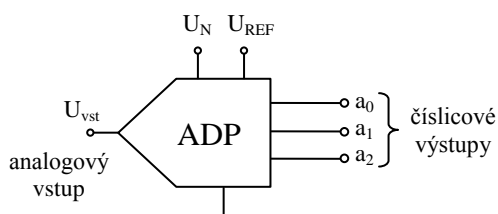
Popis filtrů s nekonečnou impulzní odezvou a filtrů s konečnou impulzní odezvou je uveden v literatuře [3].

2.2 A/D a D/A převodníky

Většina veličin, které se vyskytují v přírodě, je analogová. Číslicový signál má v současné době také své velké zastoupení v mnoha oblastech, jako jsou například řídicí systémy, digitální rádio a televize, mobilní telefony, měřicí a diagnostické systémy apod. Velmi důležitý je také převod z analogové oblasti do číslicové oblasti a naopak. Převod z analogové do číslicové oblasti zajišťují A/D převodníky (ADP), jejich vstupním (analogovým) signálem je např. napětí, proud a výstupním signálem je posloupnost čísel vyjadřujících vstupní signál v různých časových okamžicích. Opačný převod z číslicové do analogové oblasti zajišťují D/A převodníky (DAP).

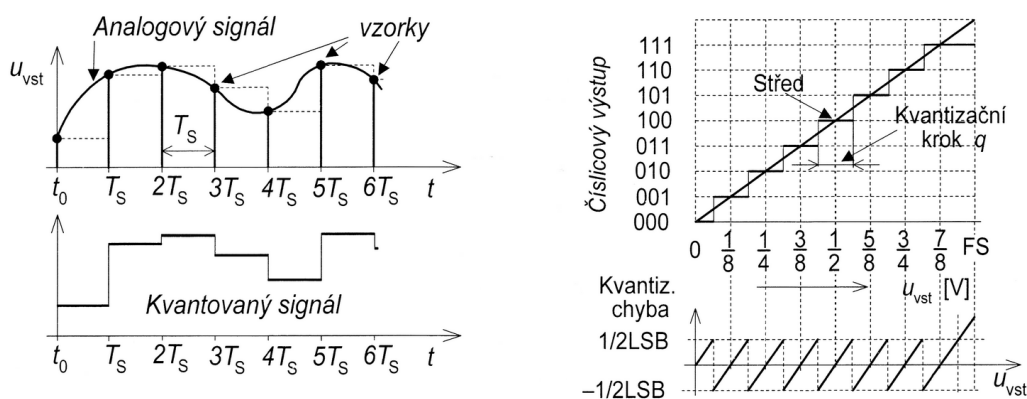
2.2.1 Analogově – digitální převodníky

Analogově – digitální převodníky (ADP) převádějí hodnotu vstupního signálu na posloupnost čísel. Posloupností čísel se rozumí kombinace bitů, bit má dva stavy a to „0“ a „1“. U ADP je důležitý počet výstupních bitů, vyznačuje se tím rozlišovací schopnost ADP. Obecně lze říci, je-li převodník n-bitový, rozeznává 2^n úrovní vstupního analogového signálu. Na obrázku 2.4 je uvedena schematická značka tříbitového ADP, který má externí zdroj referenčního napětí U_{REF} a napájecí napětí je označeno jako U_N . Pro tříbitový převodník platí $2^3 = 8$ to znamená, že převodník rozlišuje 8 úrovní signálu. Pro ADP je důležitým prvkem referenční napětí (příp. proud). Referenční napětí může být realizováno pomocí vnějšího zdroje referenčního napětí nebo je přímo integrován uvnitř ADP. Vstupní signál je s referenčním napětím porovnán a výsledkem je výstupní číselná posloupnost.



Obrázek 2.4: Schematická značka A/D převodníku

Převod z analogového signálu na číselný není plynulý. Hodnoty analogového signálu jsou snímány v určitých časových okamžicích a sejmuté hodnoty jsou poté převedeny na číselný údaj. Tento proces se nazývá vzorkování.



Obrázek 2.5: Příklad vzorkování analogového signálu (lit. [3])

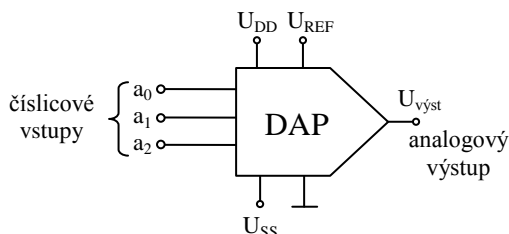
Při **vzorkování** je analogový signál nahrazen tzv. vzorky, které jsou od sebe vzdáleny o vzorkovací periodu T_S . Rychlost vzorkování neboli kmitočet vzorkování je $f_S = 1/T_S$ [Hz]. Vzorkování realizuje vzorkovací a paměťový obvod, označovaný jako S&H obvod (Sample and Hold obvod). Příklad vzorkování je uveden na obrázku 2.5, na tomto obrázku je uveden také příslušný kvantovaný signál a převodní charakteristika vstupního signálu na číslicový výstup. V praxi je důležité dodržování podmínky pro vzorkovací kmitočet f_S (Shannonův teorém). Aby při vzorkování nedošlo ke ztrátám informací o vzorkovaném signálu, musí vzorkovací frekvence splňovat podmínku, viz vztah (2.11). Jestliže není splněna podmínka pro vzorkovací kmitočet ze vztahu (2.11), že vzorkovací kmitočet není větší než dvojnásobek maximálního kmitočtu vzorkovaného signálu, pak dochází k tzv. aliasingu.

$$f_S > 2 \cdot f_{\max} \text{ [Hz]} \quad (2.11)$$

Důležitými prvky vzorkovaného signálu jsou nejméně významný (LSB) a nejvýznamnější bit (MSB). **Nejméně významný bit** má váhu 1 a v binární posloupnosti nese nejméně významnou informaci. Napětí nejméně významného bitu má hodnotu $U_{\text{LSB}} = U_{\text{REF}}/2^n = q$. **Nejvýznamnější bit** má obecně váhu $2^n/2$, kde n je počet bitů.

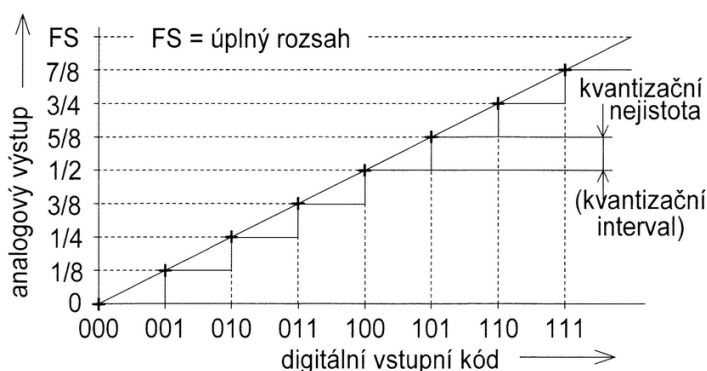
2.2.2 Digitálně – analogové převodníky

Digitálně – analogové převodníky (DAP) převádějí vstupní číselnou posloupnost na diskretní analogový výstupní signál. Analogový signál se v závislosti na číselné posloupnosti odvozuje od referenčního napětí, proto je referenční napětí velmi ovlivňujícím faktorem rozlišitelnosti DAP. Na obrázku 2.6 je uvedena schematická značka tříbitového DAP, který má externí zdroj referenčního napětí U_{REF} . Vyráběné DAP využívají buď externího zdroje referenčního napětí, nebo je zdroj referenčního napětí integrovaný v pouzdře. U_{SS} a U_{DD} jsou svorky napájecího napětí.



Obrázek 2.6: Schematická značka D/A převodníku

Příklad ideální převodní charakteristiky tříbitového DAP je uveden na obrázku 2.7. Diskrétní analogový výstupní signál je limitován rozsahem FS, kde FS (Full Scale) označuje úplný rozsah převodníku. Výstupní analogový signál v příkladě z obrázku 2.7 pak nabývá hodnot od nuly do $7/8$ FS. Krok převodníku je $1/8$ FS a odpovídá hodnotě napětí nejméně významného bitu LSB. Tato hodnota je pak nazývána jako kvantizační nejistota.



Obrázek 2.7: Příklad převodní charakteristiky tříbitového DAP (lit. [3])

2.2.3 Chyby A/D a D/A převodníků

U převodníků se objevují tzv. systémové chyby. Mezi systémové chyby patří kvantizační chyby (případně kvantizační nejistota) a kvantizační šum. **Kvantizační chyba** je u ADP rozdíl mezi skutečnou hodnotou analogového signálu a hodnotou výstupního číslicového signálu, tento rozdíl může nabývat hodnot až $\pm 1/2$ LSB. Kvantizační chybu nelze odstranit. **Kvantizační šum** lze zkoumat z hlediska času, předpokládá se, že libovolná chyba v mezích $\pm 1/2$ LSB má stejnou pravděpodobnost. Velikost kvantizačního šumu je závislá na počtu kvantizačních kroků.

Dále se u převodníků objevují chyby, které se dají rozdělit:

Statické chyby

- **Chyba vzniklá posuvem nuly** je definována jako rozdíl mezi nominálním a skutečným umístěním nuly. Obecně může mít tato chyba kladnou i zápornou hodnotu a může být kompenzována. Tato chyba u ADP mění všechny kódové hodnoty o stejnou velikost a projevuje se tím, že nezobrazí jeden nebo více kódových údajů celkového rozsahu ADP. U DAP tato chyba ovlivňuje všechny analogové výstupní hodnoty stejnou velikostí.
- **Chyba zesílení** je definována jako rozdíl mezi charakteristikami při skutečném a nominálním zesílení a vyjadřuje velikost odchylky sklonu reálné a skutečné převodní

charakteristiky. Vyjadřuje se v procentech nebo v LSB, případně v mV a vztahuje se k celému rozsahu převodníku. Obecně může mít tato chyba kladnou i zápornou hodnotu.

- **Chyby nonlinearity** jsou u ADP způsobeny nelineárními průběhy skutečných převodních charakteristik, protože skutečný průběh převodní charakteristiky není ideálně přímkový. Odchylka skutečného průběhu od ideálního průběhu převodní charakteristiky se projevuje jednak vodorovným posunutím schodovitého průběhu vůči lineárnímu, a jednak nerovnoměrnou délkou jednotlivých schodů. Chyba nonlinearity má dvě složky, a to integrální chybu nonlinearity a diferenciální chybu nonlinearity.

- **Integrální chyba linearity** je definována jako maximální odchylka skutečného průběhu převodní charakteristiky od ideálního lineárního průběhu. Integrální nonlinearity charakterizuje velikost největší odchylky skutečného a ideálního průběhu.
- **Diferenciální chyba linearity** je u ADP vztažena k chybě na číslicovém schodovitém výstupu a její velikost je dána rozdílem mezi šířkou skutečného schodovitého průběhu a šířkou ideálního schodovitého průběhu. U DAP je tato chyba vztažena k nonlinearitě převodu kódu na analogovou hodnotu a je definována jako největší odchylka od uvedené změny o 1 LSB.

Dynamické chyby se projevují při zvyšování kmitočtu signálu klesající rozlišitelností převodníků, která je charakterizována počtem tzv. efektivních bitů. Např. desetibitový převodník může mít při zvýšení kmitočtu na určitou hodnotu pouze 8 efektivních bitů.

Chyby u ADP a DAP způsobují i nepřesnosti zdrojů referenčního napětí (proudů), kolísající napájecí napětí, změny vnějšího prostředí apod.

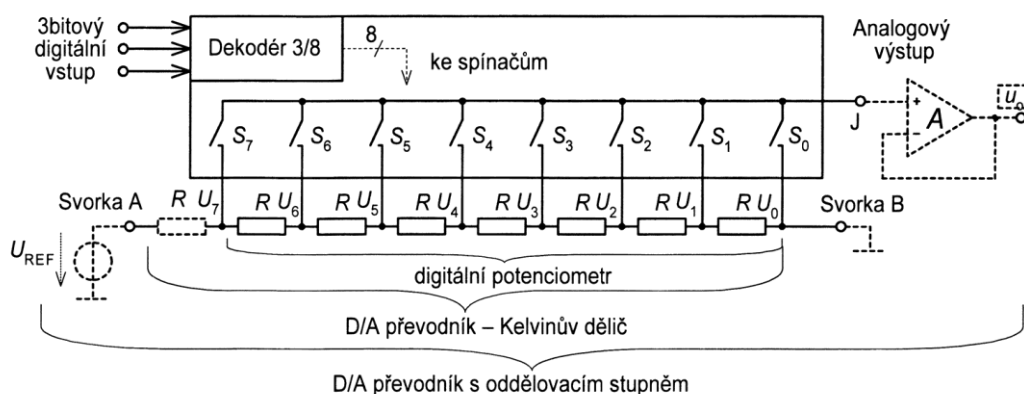
3 Návrh řešení číslicově řízených filtrů

3.1 Základní architektury D/A převodníků

DAP jsou určeny k převodu číslicové posloupnosti na napětí nebo proud, podle toho se rozdělují DAP na převodníky s **napětovým** nebo **proudovým** výstupem. Princip činnosti DAP s přímým převodem spočívá v ovládní přepínačů u rezistorů digitálním signálem, tím se vytváří výstupní napětí nebo proud. U převodníků s **váhovou architekturou** se připojují na zdroj referenčního napětí rezistory s hodnotami, kde každá následující hodnota je dvojnásobkem přecházející hodnoty. U převodníků s **příčkovou architekturou** se proud ze zdroje referenčního napětí dělí v každém uzlu, dílčí proudy odpovídají dvojkové váze. Přesnost DAP závisí na kvantizační chybě a na stabilitě referenčního zdroje. Zdroj referenčního napětí může být realizován pomocí vnějšího zdroje referenčního napětí nebo je přímo integrován uvnitř DAP. Číselná posloupnost se do DAP přivádí v **paralelním** nebo v **sériovém** tvaru.

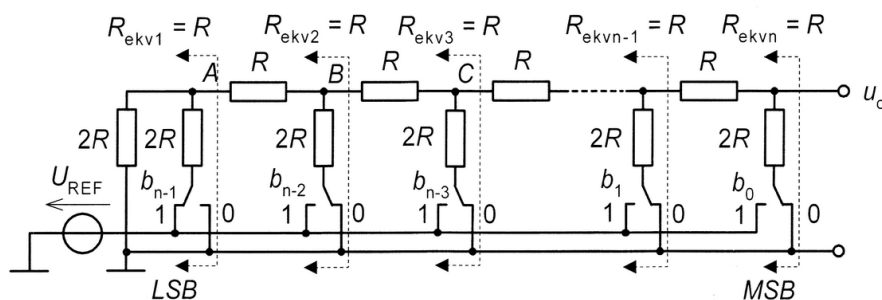
3.1.1 D/A převodníky v napětovém režimu

Architektura DAP v napětovém režimu je uvedena na obrázku 3.1, jedná se o DAP s Kelvinovým napětovým děličem. Tento typ DAP obsahuje napětový zdroj referenčního napětí, dekodér převádějící vstupní číslicovou posloupnost n na 2^n logických hodnot, které ovládají spínače a napětový dělič složený z rezistorů stejných hodnot. Princip činnosti DAP z obrázku 3.1 je následující: přivede-li se např. číselná posloupnost $D = 101$, pak se v dekodéru vygeneruje příslušný logický údaj 00100000 a sepne se odpovídající spínač S_5 . Velikost výstupního napětí bude mít velikost $U_{REF} \cdot 5/8$ (maximální hodnota je $U_{REF} \cdot 7/8$).



Obrázek 3.1: Architektura DAP s Kelvinovým napětovým děličem (lit. [3])

DAP typu R – 2R mají široké použití, protože výroba příčkového odporového článku typu R – 2R je snadnější oproti jiným technologiím. Nevýhodou oproti převodníkům s váhovou architekturou je využití dvojnásobného počtu rezistorů. Článek typu R – 2R je možné využívat v napěťovém nebo proudovém režimu. Architektura DAP v napěťovém režimu s článkem R – 2R je uvedena na obrázku 3.2.



Obrázek 3.2: Architektura DAP s článkem R – 2R v napěťovém režimu (lit. [3])

Princip činnosti DAP s článkem R – 2R vyplývá z obrázku 3.2, kde je pro zjednodušení sepnut pouze přepínač b_{n-1} do polohy 1 a je na něj přivedeno referenční napětí. Z obrázku 3.2 je zřejmé, že rezistory vlevo od bodu A spolu tvoří napěťový dělič s hodnotami rezistorů $2R$ a se vstupním referenčním napětím. Tento dělič lze ekvivalentně nahradit pomocí Theveninovy věty, zdrojem napětí $U_{REF}/2$ a jeho vnitřním odporem $R_{ekv1} = R$. Takto lze ekvivalentně nahradit i následující dělič, jeho ekvivalentní náhradou bude napěťový zdroj $U_{REF}/4$ a jeho vnitřní odpor $R_{ekv2} = R$. Obecně lze předpokládat: je-li zdroj referenčního napětí připojen k LSB, pak ekvivalentní zdroj výstupního napětí článku bude mít hodnotu U_{REF}/n a bude mít vnitřní odpor $R_{ekv} = R$. Celkovou hodnotu výstupního napětí pro libovolnou číselnou posloupnost lze určit dle vztahu (3.1).

$$u_o = U_{REF} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot (1/2^{(i+1)}) \quad [V] \quad (3.1)$$

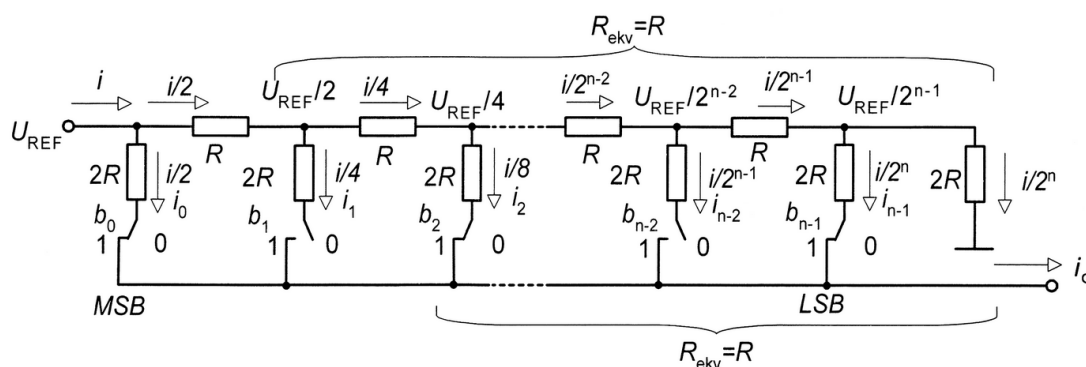
3.1.2 D/A převodníky v proudovém režimu

Princip DAP v proudovém režimu je založen na vyhodnocení proudů, které protékají paralelně řazenými rezistory a jsou připojovány spínači, které ovládá dekodér na základě přivedené číselné posloupnosti. Dokonalejší provedení DAP využívá paralelně řazených zdrojů konstantního proudu místo rezistorů, ale princip vyhodnocení je u obou technologií stejný. Architektura DAP

s proudovými zdroji má výhodu oproti DAP s rezistorovou sítí tím, že minimalizuje záskoky vznikající při přepínání spínačů v důsledku změny vstupní číselné posloupnosti. Převodníky s tímto principem se projevují velmi rychlým převodem. Princip převodu **DAP s váhovými proudy** spočívá v generování vážených proudů, které jsou v obvodu sčítány na základě připojování spínačů číselnou posloupností. Obvod může obsahovat váhové rezistory nebo zdroje váhových proudů a jejich počet je roven počtu bitů převodníku. Poměr váhových rezistorů nebo zdrojů váhových proudů je 1:2:4:...:2ⁿ⁻¹.

Architektura **DAP typu R – 2R** v proudovém režimu je uvedena na obrázku 3.3, odkud je zřejmý rozdíl oproti DAP typu R – 2R v napětřovém režimu takový, že zdroj referenčního napětí je připojen na stranu MSB. Pomocí Theveninovy věty lze pro jednotlivé stupně článku určit ekvivalentní hodnoty rezistorů R_{ekv} , které mají hodnoty R. Výstupní proud celého článku je dán součtem proudů na jednotlivých sepnutých spínačích, které jsou ovládány vstupní číselnou posloupností. Celkovou hodnotu výstupního proudu pro jednotlivé číselné posloupnosti lze učit dle vztahu (3.2).

$$i_o = U_{REF} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} b_i \cdot \left[1/R \cdot (2^{(i+1)}) \right] \quad [A] \quad (3.2)$$



Obrázek 3.3: Architektura DAP s článkem R – 2R v proudovém režimu (lit. [3])

3.2 Výběr D/A převodníku vhodného pro realizaci

Pro realizaci číslicově řízených filtrů jsem vybíral DAP od známých výrobců, jako jsou: Analog Devices, Liner Technology, Maxim – Dallas Semiconductor a Texas Instruments. Požadovaný DAP by měl splňovat následující parametry: 8 bitovou vstupní posloupnost, proudový výstup

a externí vstup referenčního napětí pro kladné i záporné hodnoty. Na základě porovnání DAP od uvedených výrobců jsem zúžil výběr použitelných DAP. Dále jsem porovnával pouze tyto DAP:

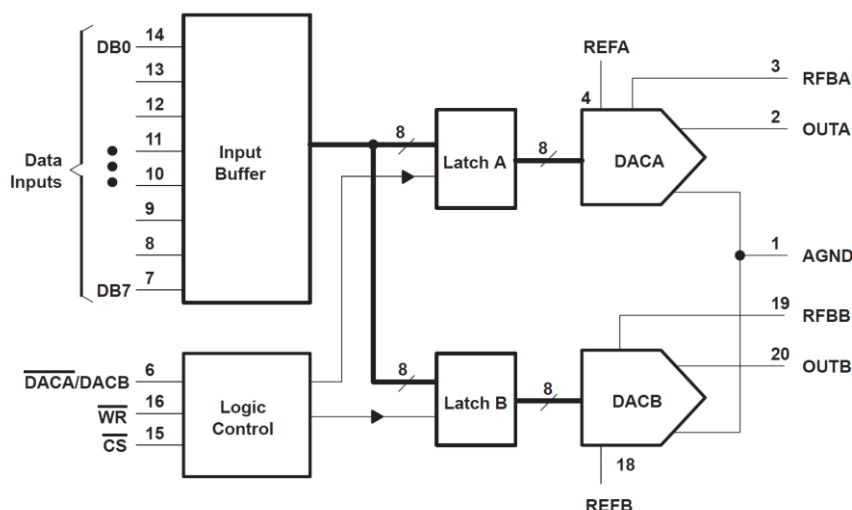
- Analog Devices: AD5428, AD7528, AD7628 (viz datasheety z literatury [7])
- Linear Technology: LTC1590, LTC2753-12 (viz datasheety z literatury [9])
- Maxim – Dallas Semiconductor: MAX5548, MX7528, MX7628 (viz datasheety z literatury [10])
- Texas Instruments: TLC7528, TLC7628 (viz datasheety z literatury [12])

Z uvedeného seznamu jsem vybral DAP typu TLC7528 od výrobce Texas Instruments, protože splňuje požadované parametry, je nejvhodnější pro realizaci číslicově řízených filtrů v této diplomové práci a je komerčně dostupný.

Stručně uvedené parametry DAP typu TLC7528:

- rozlišitelnost: 8 bitů
- vzorkovací frekvence: 10 MHz
- rychlost převodu: 100 ns
- počet analogových výstupů: 2
- výstupní signál: proudový
- zdroj referenčního signálu: externí
- vnitřní architektura: R – 2R článek

Podrobnější parametry jsou uvedeny v datasheetu, viz literatura [12]. Vnitřní blokové uspořádání DAP typu TLC7528 je uvedeno na obrázku 3.4.



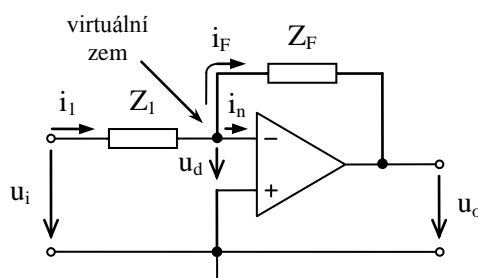
Obrázek 3.4: Funkční blokový diagram DAP TLC7528 (lit. [12])

3.3 Základní stavební prvky pro realizaci číslicově řízených filtrů

3.3.1 Číslicově řízený invertující zesilovač

Invertující zesilovač neboli napěťový invertor zesiluje vstupní signál a jeho zesílení je dáno obecným vztahem (3.3). Vstupní signál je přiveden na invertující vstup operačního zesilovače. Výstupní signál pak má opačnou fázi oproti vstupnímu signálu. Schéma invertujícího zesilovače v obecném tvaru je uvedeno na obrázku 3.5.

$$\bar{A} = \frac{\bar{u}_o}{\bar{u}_i} = -\frac{\bar{Z}_F}{\bar{Z}_1} \quad [-] \quad (3.3)$$



Obrázek 3.5: Schéma zapojení invertujícího zesilovače

Odvození vztahu pro výpočet zesílení vyplývá z obrázku 3.5. Vstupní diferenční napětí u_d je rovno nule, tím je invertující vstup zesilovače udržován na napěťové úrovni neinvertujícího vstupu, která je v tomto případě nulová. Invertující vstup zesilovače se pak chová jako **virtuální zem**. Při použití Ohmova a Kirchhoffových zákonů lze odvodit vztah pro výpočet zesílení invertujícího zesilovače, viz vztah (3.6), na základě vztahů (3.4) a (3.5). Ve vztahu (3.7) je uvedena závislost výstupního napětí invertujícího zesilovače na velikosti zesílení a velikosti vstupního napětí.

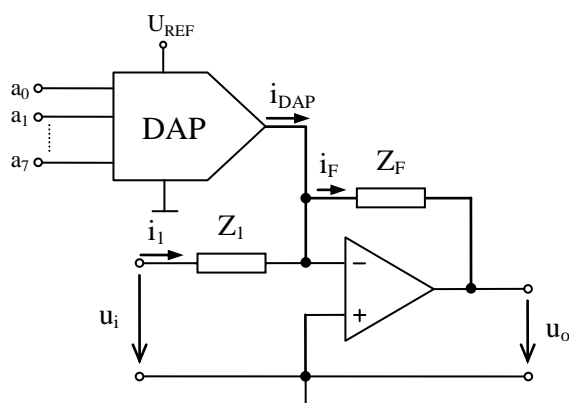
$$i_1 - i_F - i_n = 0; \quad i_n = 0 \quad \text{pak} \quad i_1 = i_F \quad (3.4)$$

$$i_1 = \frac{u_i}{Z_1}; \quad i_F = \frac{-u_o}{Z_F} \quad \text{po dosazení} \quad \frac{u_i}{Z_1} = -\frac{u_o}{Z_F} \quad (3.5)$$

$$A = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{Z_F}{Z_1} \quad (3.6)$$

$$u_o = -\frac{Z_F}{Z_1} u_i \quad (3.7)$$

Schéma zapojení číslicově řízeného invertujícího zesilovače je uvedeno na obrázku 3.6. Číslicové řízení je řešeno pomocí DAP s proudovým výstupním analogovým signálem, který je přiveden na virtuální zem. Velikost výstupního proudu se řídí velikostí vstupního referenčního napětí a kombinací vstupní číselné posloupnosti.



Obrázek 3.6: Schéma zapojení číslicově řízeného invertujícího zesilovače

Odvození vztahů pro výpočet výstupního napětí, případně zesílení, se provádí stejným způsobem jako v předcházejícím zapojení. Velikost výstupního proudu DAP i_{DAP} je závislá na velikosti referenčního napětí, na velikosti odporu R (dle kapitoly 3.2 velikost odporu R struktury $R - 2R$ DAP) a na velikosti N , která vyjadřuje váhu napětí v závislosti na vstupní číselné posloupnosti. Výpočet výstupního napětí číslicově řízeného invertujícího zesilovače je uveden ve vztahu (3.10), odvozen je pomocí vztahů (3.8) a (3.9).

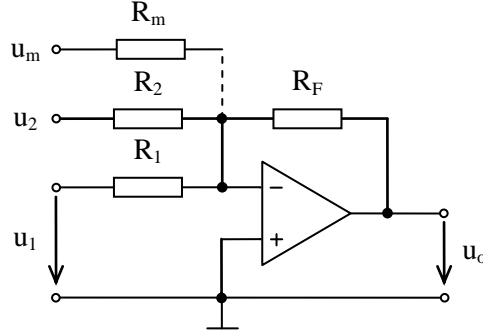
$$i_1 + i_{DAP} - i_F = 0 \quad \text{pak} \quad i_1 + i_{DAP} = i_F \quad (3.8)$$

$$i_1 = \frac{u_i}{Z_1}; \quad i_F = \frac{-u_o}{Z_F}; \quad i_{DAP} = U_{REF} \frac{1}{R} N \quad (3.9)$$

$$u_o = -Z_F \left(\frac{u_i}{Z_1} + U_{REF} \frac{1}{R} N \right) \quad (3.10)$$

3.3.2 Číslicově řízený invertující součtový zesilovač

Invertující zesilovač bývá v řadě praktických zapojení rozšířen o další vstupy, takové zapojení se pak nazývá invertující součtový zesilovač. Schéma zapojení nejjednoduššího invertujícího součtového zesilovače je uvedeno na obrázku 3.7.



Obrázek 3.7: Schéma zapojení invertujícího součtového zesilovače

Odvození vztahu pro výpočet výstupního napětí invertujícího součtového zesilovače se provádí stejným způsobem jako v předešlých případech. Vztah pro výpočet výstupního napětí invertujícího součtového zesilovače je uveden ve vztahu (3.13), odvozen je pomocí vztahů (3.11) a (3.12). Zjednodušený vztah pro výpočet výstupního napětí pro rezistory R_1 až R_m o stejných velikostech ($R_1 = R_2 = \dots = R_m$) je uveden ve vztahu (3.14).

$$i_1 + i_2 + \dots + i_m - i_F = 0 \text{ pak } i_1 + i_2 + \dots + i_m = i_F \quad (3.11)$$

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1}; i_2 = \frac{u_2}{R_2}; \text{ atd. až } i_m = \frac{u_m}{R_m}; i_F = \frac{-u_o}{R_F} \quad (3.12)$$

$$u_o = -R_F \left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_m}{R_m} \right) \quad (3.13)$$

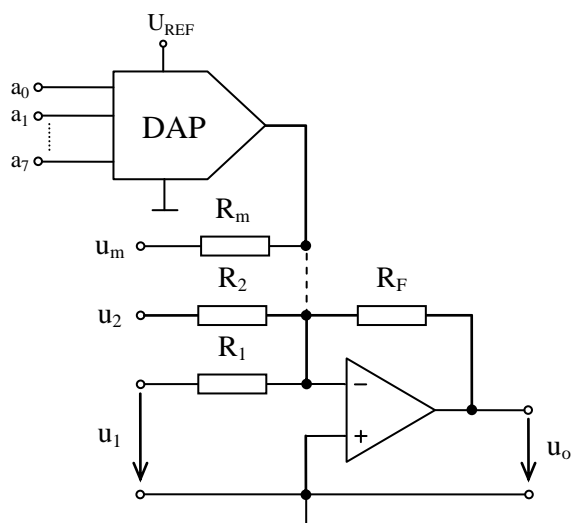
$$u_o = -\frac{R_F}{R_1} (u_1 + u_2 + \dots + u_m) \quad (3.14)$$

Schéma zapojení číslicově řízeného invertujícího součtového zesilovače je uvedeno na obrázku 3.8. Číslicové řízení je jako v předešlém případě řešeno pomocí DAP s proudovým výstupním analogovým signálem. Odvození vztahu pro výpočet výstupního napětí číslicově řízeného invertujícího součtového zesilovače se provádí stejným způsobem jako v předešlých případech. Vztah pro výpočet výstupního napětí číslicově řízeného invertujícího součtového zesilovače je uveden ve vztahu (3.17), odvozen je pomocí vztahů (3.15) a (3.16).

$$i_1 + i_2 + \dots + i_m + i_{DAP} - i_F = 0 \text{ pak } i_1 + i_2 + \dots + i_m + i_{DAP} = i_F \quad (3.15)$$

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1}; i_2 = \frac{u_2}{R_2}; \text{ atd. až } i_m = \frac{u_m}{R_m}; i_F = \frac{-u_o}{R_F}; i_{DAP} = U_{REF} \frac{1}{R} N \quad (3.16)$$

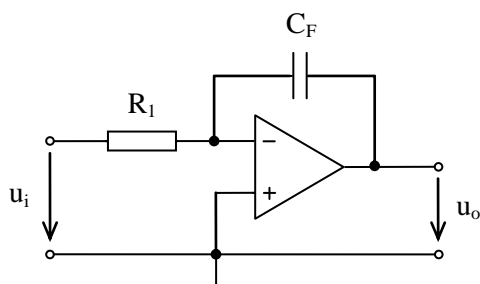
$$u_o = -R_F \left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_m}{R_m} + U_{REF} \frac{1}{R} N \right) \quad (3.17)$$



Obrázek 3.8: Schéma zapojení číslicově řízeného invertujícího součtového zesilovače

3.3.3 Číslicově řízený invertující integrátor

Integrátory jsou jedním z nejdůležitějších funkčních bloků v ARC filtrech. Invertující integrátor je jedním z konkrétních zapojení obecného invertujícího zesilovače uvedeného v kapitole 3.3.1. Obecné impedance jsou nahrazeny skutečnými součástkami, impedance Z_1 je nahrazena rezistorem R_1 a impedance Z_F je nahrazena kondenzátorem C_F . Schéma zapojení invertujícího integrátoru je uvedeno na obrázku 3.9. Obecně se integrátor chová jako dolní propust.



Obrázek 3.9: Schéma zapojení invertujícího integrátoru

Odvození vztahu pro výpočet zesílení invertujícího integrátoru se provádí stejným způsobem jako v předešlých případech s tím rozdílem, že do obvodu je zařazen akumulací prvek, proto se výpočty musí provádět v kmitočtové (operátorové) oblasti. Odvozený výpočet zesílení invertujícího integrátoru je uveden ve vztahu (3.20), odvozen je pomocí vztahů (3.18) a (3.19). Výpočet výstupního napětí invertujícího integrátoru je uveden ve vztahu (3.21).

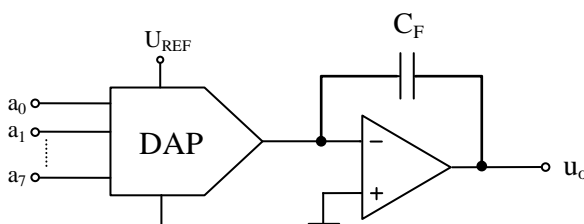
$$i_1 - i_F = 0 \text{ pak } i_1 = i_F \quad (3.18)$$

$$i_1 = \frac{u_i}{R_1}; \bar{i}_F(p) = \frac{-u_o}{\frac{1}{pC_F}} \quad (3.19)$$

$$\bar{A}(p) = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{1}{pR_1C_F} \quad (3.20)$$

$$\bar{u}_o(p) = -\frac{1}{pR_1C_F} u_i \quad (3.21)$$

Schéma zapojení číslicově řízeného invertujícího integrátoru je uvedeno na obrázku 3.10. Číslicové řízení je řešeno pomocí DAP s proudovým výstupním analogovým signálem. Odvozený vztah pro výpočet výstupního napětí číslicově řízeného invertujícího integrátoru je uveden ve vztahu (3.24), odvozen je pomocí vztahů (3.22) a (3.23).



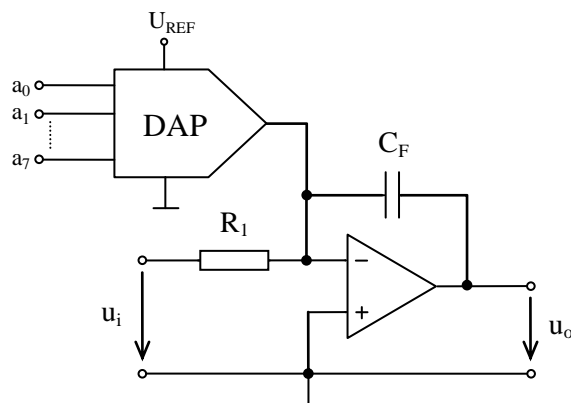
Obrázek 3.10: Schéma zapojení číslicově řízeného invertujícího integrátoru

$$i_{DAP} - i_F = 0 \text{ pak } i_{DAP} = i_F \quad (3.22)$$

$$i_{DAP} = U_{REF} \frac{1}{R} N; \bar{i}_F(p) = \frac{-u_o}{\frac{1}{pC_F}} \quad (3.23)$$

$$\bar{u}_o(p) = -\frac{1}{pC_F} U_{REF} \frac{1}{R} N \quad (3.24)$$

Schéma zapojení číslicově řízeného invertujícího součtového integrátoru je uvedeno na obrázku 3.11. Číslicové řízení je řešeno pomocí DAP s proudovým výstupním analogovým signálem. Odvozený vztah pro výpočet výstupního napětí číslicově řízeného invertujícího součtového integrátoru je uveden ve vztahu (3.27), odvozen je pomocí vztahů (3.25) a (3.26).



Obrázek 3.11: Schéma zapojení číslicově řízeného invertujícího součtového integrátoru

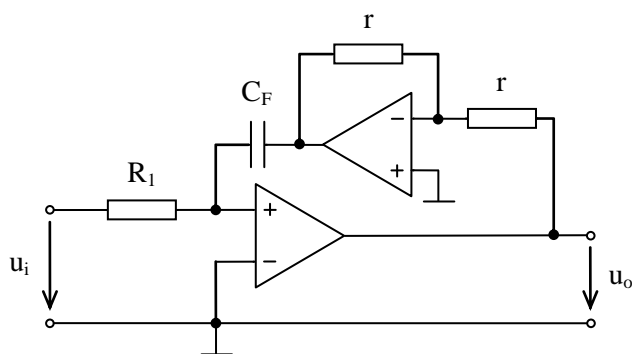
$$i_1 + i_{\text{DAP}} - i_F = 0 \quad \text{pak} \quad i_1 + i_{\text{DAP}} = i_F \quad (3.25)$$

$$i_1 = \frac{u_i}{R_1}; \quad i_{\text{DAP}} = U_{\text{REF}} \frac{1}{R} N; \quad i_F(p) = \frac{-u_o}{\frac{1}{pC_F}} \quad (3.26)$$

$$\overline{u_o}(p) = -\frac{1}{pC_F} \left(\frac{u_i}{R_1} + U_{\text{REF}} \frac{1}{R} N \right) \quad (3.27)$$

3.3.4 Číslicově řízený neinvertující integrátor

Jak již bylo řečeno v kapitole 3.3.3, integrátory jsou jedním z nejdůležitějších funkčních bloků v ARC filtrech. Neinvertující integrátor lze získat buď zařazením invertoru do zapojení invertujícího integrátoru, kde se ale projevuje chyba dopředného přenosu, nebo modifikací zpětnovazebního obvodu, která je uvedena na obrázku 3.12. U zapojení neinvertujícího integrátoru dle obrázku 3.12 je ve zpětné vazbě zapojen jednotkový invertor, který nemá vliv na výsledný přenos integrátoru.



Obrázek 3.12: Schéma zapojení neinvertujícího integrátoru

Odvozený vztah pro výpočet zesílení neinvertujícího integrátoru je uveden ve vztahu (3.30), odvozen je pomocí vztahů (3.28) a (3.29). Výpočet výstupního napětí neinvertujícího integrátoru je uveden ve vztahu (3.31).

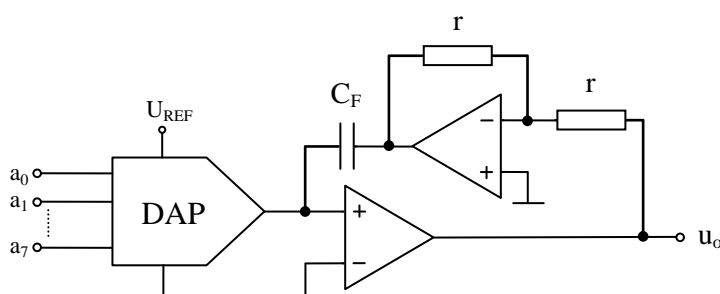
$$i_1 - i_F = 0 \text{ pak } i_1 = i_F \quad (3.28)$$

$$i_1 = \frac{u_i}{R_1}; \quad \overline{i_F}(p) = \frac{u_o}{\frac{1}{pC_F}} \quad (3.29)$$

$$\overline{A}(p) = \frac{u_o}{u_i} = \frac{1}{pR_1C_F} \quad (3.30)$$

$$\overline{u_o}(p) = \frac{1}{pR_1C_F} u_i \quad (3.31)$$

Schéma zapojení číslicově řízeného neinvertujícího integrátoru je uvedeno na obrázku 3.13. Číslicové řízení je řešeno pomocí DAP s proudovým výstupním analogovým signálem.



Obrázek 3.13: Schéma zapojení číslicově řízeného neinvertujícího integrátoru

Odvozený vztah pro výpočet výstupního napětí číslicově řízeného neinvertujícího integrátoru je uveden ve vztahu (3.34), odvozen je pomocí vztahů (3.32) a (3.33).

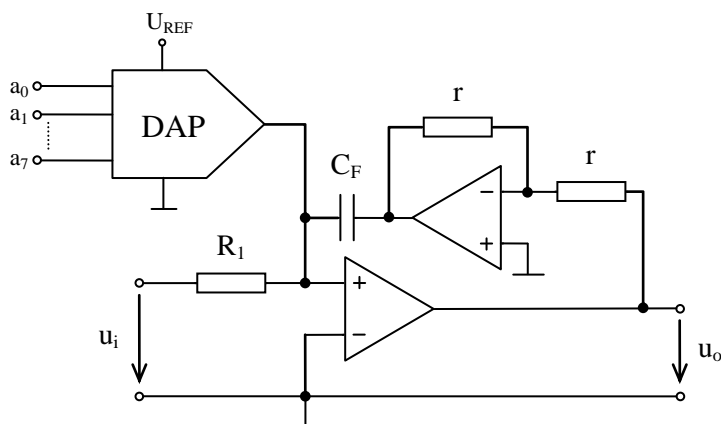
$$i_{DAP} - i_F = 0 \text{ pak } i_{DAP} = i_F \quad (3.32)$$

$$i_{DAP} = U_{REF} \frac{1}{R} N; \quad \overline{i_F}(p) = \frac{u_o}{\frac{1}{pC_F}} \quad (3.33)$$

$$\overline{u_o}(p) = \frac{1}{pC_F} U_{REF} \frac{1}{R} N \quad (3.34)$$

Schéma zapojení číslicově řízeného neinvertujícího součtového integrátoru je uvedeno na obrázku 3.14. Číslicové řízení je řešeno pomocí DAP s proudovým výstupním analogovým

signálem. Odvozený vztah pro výpočet výstupního napětí číslicově řízeného neinvertujícího součtového integrátoru je uveden ve vztahu (3.37), odvozen je pomocí vztahů (3.35) a (3.36).



Obrázek 3.14: Schéma zapojení číslicově řízeného neinvertujícího součtového integrátoru

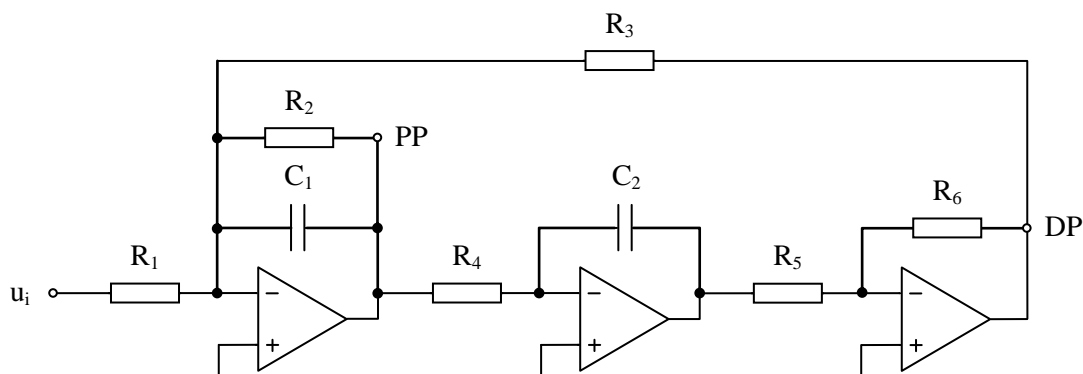
$$i_1 + i_{DAP} - i_F = 0 \text{ pak } i_1 + i_{DAP} = i_F \quad (3.35)$$

$$i_1 = \frac{u_i}{R_1}; i_{DAP} = U_{REF} \frac{1}{R} N; \bar{i}_F(p) = \frac{u_o}{\frac{1}{pC_F}} \quad (3.36)$$

$$\bar{u}_o(p) = \frac{1}{pC_F} \left(\frac{u_i}{R_1} + U_{REF} \frac{1}{R} N \right) \quad (3.37)$$

3.3.5 Univerzální filtr 2. řádu typu TT

Jednou z variant univerzálních filtrů 2. řádu se třemi operačními zesilovači je filtr typu Tow – Thomas, schéma zapojení filtru 2. řádu typu TT je uvedeno na obrázku 3.15.



Obrázek 3.15: Schéma zapojení univerzálního filtru 2. řádu typu TT

Obecně univerzální filtry umožňují realizaci libovolné přenosové funkce v jednom obvodu současně. Nejčastěji se jedná o realizace dolních propustí, horních propustí a pásmových propustí. Univerzální filtr typu TT je realizován pomocí tří operačních zesilovačů (součtového integrátoru, integrátoru a invertujícího zesilovače) a realizuje dolní propust a pásmovou propust, nevýhodou tohoto zapojení je, že obvod v tomto uspořádání nerealizuje horní propust. Přenosové funkce se odvozují stejným způsobem jako v předešlých případech nebo pomocí simulačního programu SNAP, který také dokáže simulovat chování obvodů v kmitočtové, příp. časové oblasti. Odvozená přenosová funkce dolní propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.38). Odvozená přenosová funkce pásmové propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.39).

$$\overline{H_{DP}}(p) = - \frac{\frac{R_6}{R_1 R_4 R_5 C_1 C_2}}{p^2 + \frac{1}{R_2 C_1} p + \frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.38)$$

$$\overline{H_{PP}}(p) = - \frac{\frac{1}{R_1 C_1} p}{p^2 + \frac{1}{R_2 C_1} p + \frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.39)$$

Univerzální filtr typu TT je vhodný k realizaci číslicově řízených filtrů. Z hlediska výpočtů laditelnosti jsou důležité obecné normované přenosové funkce. Obecná normovaná přenosová funkce dolní propusti 2. řádu je uvedena ve vztahu (3.40). Obecná normovaná přenosová funkce horní propusti 2. řádu je uvedena ve vztahu (3.41). Obecná normovaná přenosová funkce pásmové propusti 2. řádu je uvedena ve vztahu (3.42).

$$\overline{H_{nDP}}(p) = \frac{H_0 \omega_p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q} p + \omega_p^2} \quad (3.40)$$

$$\overline{H_{nHP}}(p) = \frac{H_0 p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q} p + \omega_p^2} \quad (3.41)$$

$$\overline{H_{nPP}}(p) = \frac{H_0 \frac{\omega_p}{Q} p}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q} p + \omega_p^2} \quad (3.42)$$

Z obecných normovaných přenosových funkcí uvedených ve vztazích (3.40) až (3.42) lze snadno odvodit vztahy pro výpočet laditelnosti parametrů filtrů. Hodnoty úhlového kmitočtu pólu ω_p je

možné ladit podle odvozeného vztahu (3.43), hodnoty činitele jakosti Q je možné ladit podle odvozeného vztahu (3.44) a hodnoty šířky pásma B je možné ladit podle odvozeného vztahu (3.45). Odvozené vztahy pro výpočty přenosu v propustném pásmu dolní a pásmové propusti jsou uvedeny ve vztahu (3.46).

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.43)$$

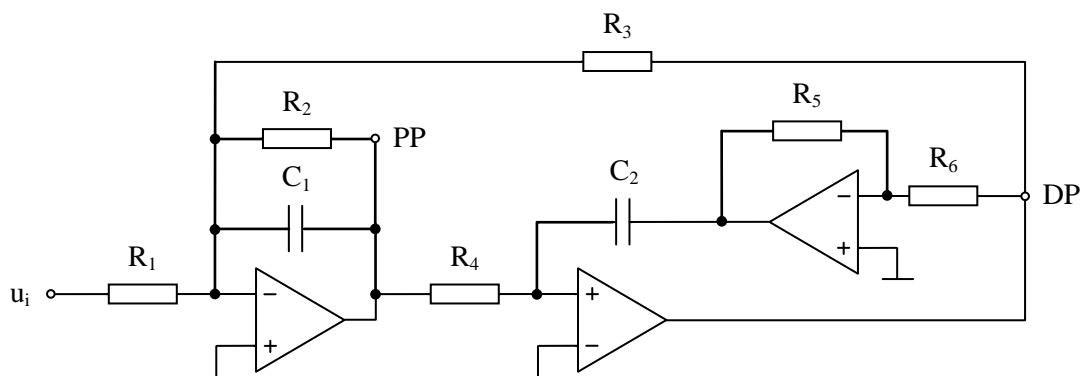
$$Q = \sqrt{\frac{R_2^2 R_6 C_1}{R_3 R_4 R_5 C_2}} \quad (3.44)$$

$$B = \frac{\omega_p}{Q} = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (3.45)$$

$$H_{0DP} = \frac{R_3}{R_1}; H_{0PP} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.46)$$

3.3.6 Univerzální filtr 2. řádu typu AM

Dalším typem univerzálního filtru 2. řádu se třemi operačními zesilovači je filtr typu Ackerberg – Mossberg, schéma zapojení filtru 2. řádu typu AM je uvedeno na obrázku 3.16.



Obrázek 3.16: Schéma zapojení univerzálního filtru 2. řádu typu AM

Univerzální filtr typu AM je realizován pomocí součtového integrátoru a neinvertujícího integrátoru (dle kapitoly 3.3.4). Tento filtr realizuje dolní propust a pásmovou propust, nevýhodou tohoto zapojení je, že obvod v tomto uspořádání nerealizuje horní propust. Odvozená přenosová funkce dolní propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.47). Odvozená přenosová funkce pásmové propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.48).

$$\overline{H_{DP}}(p) = - \frac{\frac{R_6}{R_1 R_4 R_5 C_1 C_2}}{p^2 + \frac{1}{R_2 C_1} p + \frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.47)$$

$$\overline{H_{PP}}(p) = - \frac{\frac{1}{R_1 C_1} p}{p^2 + \frac{1}{R_2 C_1} p + \frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.48)$$

Univerzální filtr typu AM je vhodný k realizaci číslicově řízených filtrů. Z obecných normovaných přenosových funkcí uvedených ve vztazích (3.40) až (3.42) lze snadno odvodit vztahy pro výpočet laditelnosti parametrů filtrů jako v předchozím případě. Hodnoty úhlového kmitočtu pólu ω_p je možné ladit podle odvozeného vztahu (3.49), hodnoty činitele jakosti Q podle odvozeného vztahu (3.50) a hodnoty šířky pásma B podle odvozeného vztahu (3.51). Odvozené vztahy pro výpočty přenosu v propustném pásmu dolní a pásmové propusti jsou uvedeny ve vztahu (3.52).

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.49)$$

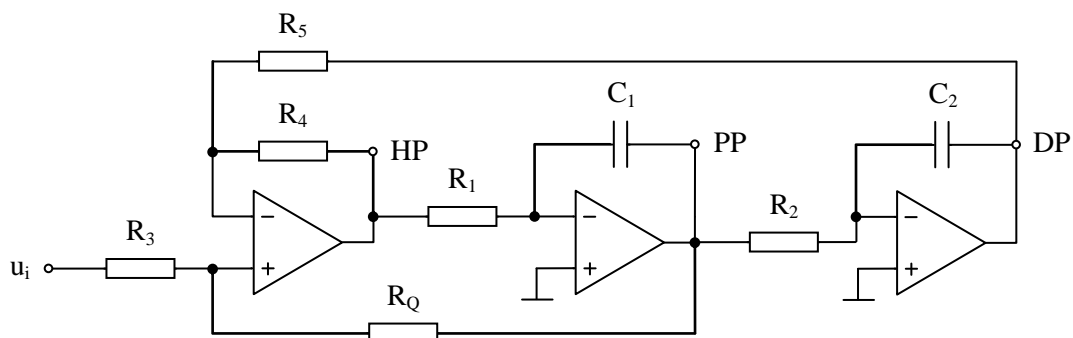
$$Q = \sqrt{\frac{R_2^2 R_6 C_1}{R_3 R_4 R_5 C_2}} \quad (3.50)$$

$$B = \frac{\omega_p}{Q} = \frac{1}{R_2 C_1} \quad (3.51)$$

$$H_{0DP} = \frac{R_3}{R_1}; H_{0PP} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.52)$$

3.3.7 Univerzální filtr 2. řádu typu MKHN

Dalším typem univerzálního filtru 2. řádu se třemi operačními zesilovači je filtr typu Kerwin – Huelsman – Newcomb, schéma zapojení filtru 2. řádu typu KHN je uvedeno na obrázku 3.17. Univerzální filtr typu KHN je realizován pomocí součtově – rozdílového zesilovače a dvou integrátorů. Tento filtr realizuje dolní propust, horní propust a pásmovou propust. Tímto se odlišuje od předchozích dvou typů univerzálních filtrů. Odvozená přenosová funkce dolní propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.53). Odvozená přenosová funkce horní propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.54). Odvozená přenosová funkce pásmové propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.55). Koeficienty čitatele a jmenovatele přenosových funkcí jsou uvedeny ve vztazích (3.56) až (3.59).



Obrázek 3.17: Schéma zapojení univerzálního filtru 2. řádu typu KHN

$$\overline{H_{DP}}(p) = \frac{a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (3.53)$$

$$\overline{H_{HP}}(p) = \frac{a_2 p^2}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (3.54)$$

$$\overline{H_{PP}}(p) = \frac{a_1 p}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} \quad (3.55)$$

$$b_2 = R_1 R_2 R_5 R_Q C_1 C_2 + R_1 R_2 R_3 R_5 C_1 C_2 \quad (3.56)$$

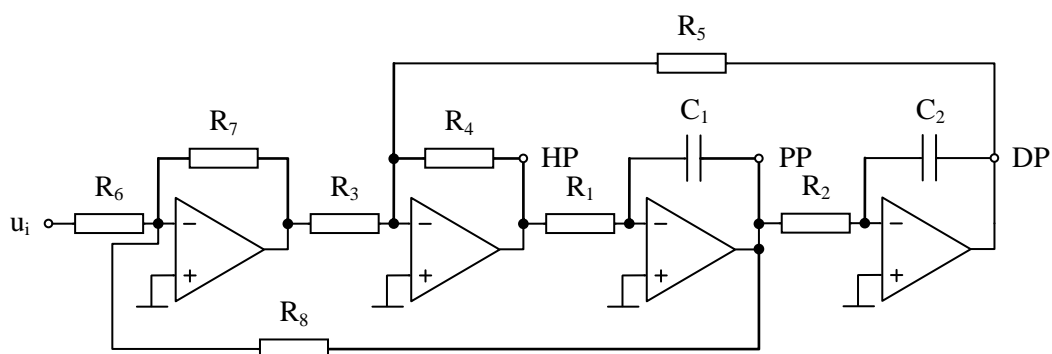
$$b_1 = R_2 R_3 R_5 C_2 + R_2 R_3 R_4 C_2; \quad b_0 = R_4 R_Q + R_3 R_4 \quad (3.57)$$

$$a_2 = R_1 R_2 R_5 R_Q C_1 C_2 + R_1 R_2 R_4 R_Q C_1 C_2 \quad (3.58)$$

$$a_1 = R_2 R_5 R_Q C_2 + R_2 R_4 R_Q C_2; \quad a_0 = R_4 R_Q + R_5 R_Q \quad (3.59)$$

Univerzální filtr typu KHN je užitečný z hlediska samostatného řešení univerzálních filtrů, ale z hlediska realizace číslicově řízených filtrů není vhodný.

Modifikovaný univerzální filtr 2. řádu typu Kerwin – Huelsman – Newcomb je filtr se čtyřmi operačními zesilovači, schéma zapojení univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN je uvedeno na obrázku 3.18.



Obrázek 3.18: Schéma zapojení univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN

Univerzální filtr 2. řádu typu MKHN je realizován pomocí dvou součtových invertujících zesilovačů a dvou integrátorů. Tento filtr realizuje dolní propust, horní propust a pásmovou propust. Odvozená přenosová funkce dolní propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.60). Odvozená přenosová funkce horní propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.61). Odvozená přenosová funkce pásmové propusti v operátorovém tvaru je uvedena ve vztahu (3.62).

$$\overline{H_{DP}}(p) = \frac{\frac{R_4 R_7}{R_1 R_2 R_3 R_6 C_1 C_2}}{p^2 + \frac{R_4 R_7}{R_1 R_3 R_8 C_1} p + \frac{R_4}{R_1 R_2 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.60)$$

$$\overline{H_{HP}}(p) = \frac{\frac{R_4 R_7}{R_3 R_6} p^2}{p^2 + \frac{R_4 R_7}{R_1 R_3 R_8 C_1} p + \frac{R_4}{R_1 R_2 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.61)$$

$$\overline{H_{PP}}(p) = -\frac{\frac{R_4 R_7}{R_1 R_3 R_6 C_1} p}{p^2 + \frac{R_4 R_7}{R_1 R_3 R_8 C_1} p + \frac{R_4}{R_1 R_2 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.62)$$

Univerzální filtr 2. řádu typu MKHN je vhodný k realizaci číslicově řízených filtrů. Z obecných normovaných přenosových funkcí uvedených ve vztazích (3.40) až (3.42) lze snadno odvodit vztahy pro výpočet laditelnosti parametrů filtrů jako v předchozích případech. Hodnoty úhlového kmitočtu pólu ω_p je možné ladit podle odvozeného vztahu (3.63), hodnoty činitele jakosti Q je možné ladit podle odvozeného vztahu (3.64) a hodnoty šířky pásma B je možné ladit podle odvozeného vztahu (3.65). Odvozené vztahy pro výpočty přenosu v propustném pásmu dolní, horní a pásmové propusti jsou uvedeny ve vztahu (3.66).

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_4}{R_1 R_2 R_5 C_1 C_2}} \quad (3.63)$$

$$Q = \sqrt{\frac{R_1 R_3^2 R_8^2 C_1}{R_2 R_4 R_5 R_7^2 C_2}} \quad (3.64)$$

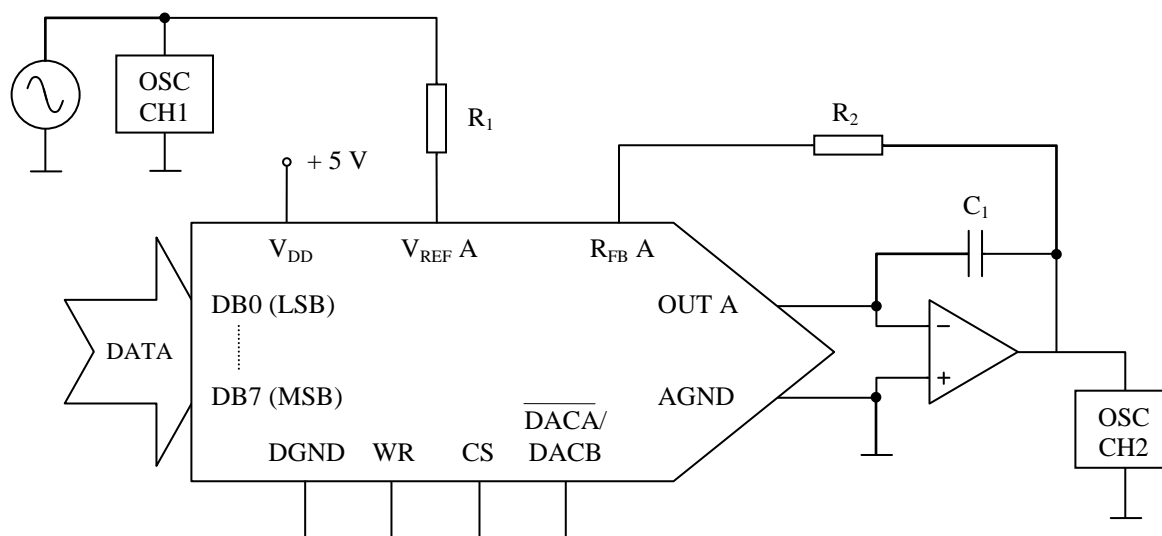
$$B = \frac{\omega_p}{Q} = \frac{R_4 R_7}{R_1 R_3 R_8 C_1} \quad (3.65)$$

$$H_{0DP} = \frac{R_5 R_7}{R_3 R_6}; H_{0HP} = \frac{R_4 R_7}{R_3 R_6}; H_{0PP} = \frac{R_8}{R_6} \quad (3.66)$$

4 Realizace a analýza číslicově řízených filtrů

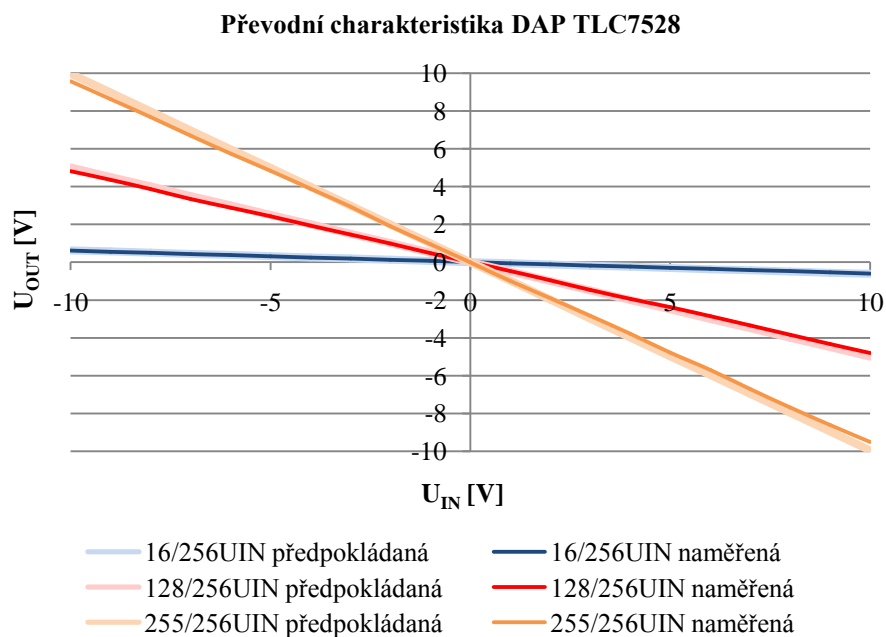
4.1 Kmitočtová charakteristika DAP TLC7528

Pro realizaci číslicově řízených filtrů je ovlivňujícím faktorem kmitočtová závislost prvků v obvodu, proto je vhodné změřit kmitočtovou charakteristiku DAP. Schéma zapojení pro měření kmitočtové charakteristiky je uvedeno na obrázku 4.1. V obvodu jsou zapojeny součástky o hodnotách: $R_1 = 500 \, \Omega$, $R_2 = 150 \, \Omega$ a $C_1 = 10 \, \text{pF}$.



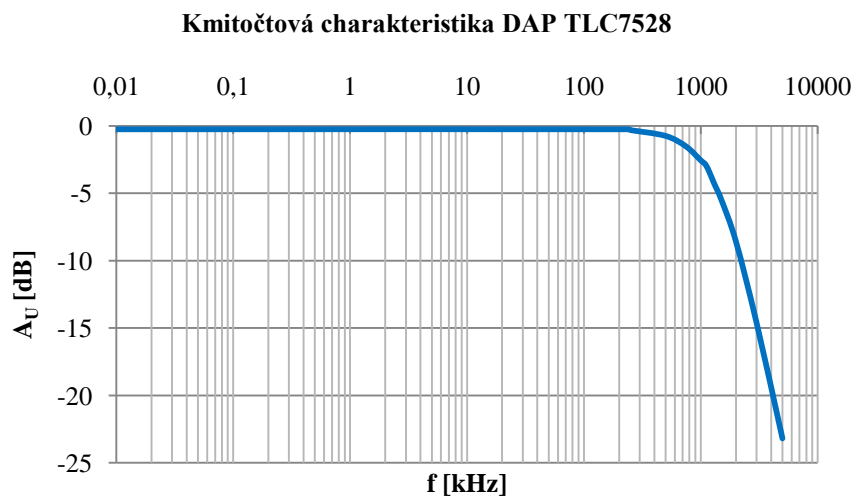
Obrázek 4.1: Schéma zapojení pro měření kmitočtové charakteristiky DAP TLC7528

Před samotným měřením kmitočtové charakteristiky je vhodné ověřit převodní charakteristiku DAP. Převodní charakteristika se měří obdobným způsobem jako kmitočtová charakteristika, ale generátor střídavého signálu je nahrazen zdrojem stejnosměrného signálu a kanály osciloskopu jsou nahrazeny multimetry. Změřená převodní charakteristika je uvedena na obrázku 4.2. Z této charakteristiky je patrné, že DAP pracuje s kladnými i zápornými polaritami vstupního signálu v hodnotách od $-10 \, \text{V}$ do $+10 \, \text{V}$ a tyto hodnoty DAP převádí symetricky v závislosti na vstupní číselné posloupnosti DAP. Na převodní charakteristice z obrázku 4.2 jsou uvedeny průběhy pro tři vstupní číselné posloupnosti DAP (16/256, 128/256 a 255/256 násobek vstupního referenčního napětí DAP). V převodní charakteristice z obrázku 4.2 jsou uvedeny naměřené průběhy pro nastavenou vstupní číselnou posloupnost DAP, ale také průběhy uváděné výrobcem DAP pro danou vstupní číselnou posloupnost.



Obrázek 4.2: Převodní charakteristika DAP TLC7528

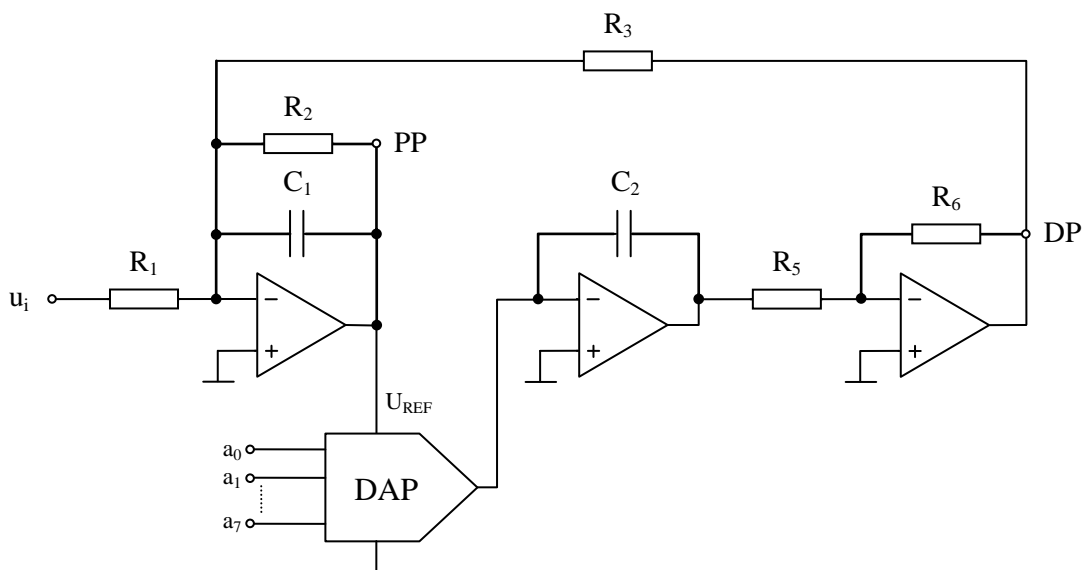
Průběh změřené kmitočtové charakteristiky je uveden na obrázku 4.3. Kmitočtovou charakteristiku jsem měřil podle schématu zapojení z obrázku 4.1. Mezní kmitočet DAP je $f_m = 1.1$ MHz a na základě kmitočtové charakteristiky lze tvrdit, že DAP TLC7528 je použitelný až do kmitočtů o 1 MHz.



Obrázek 4.3: Kmitočtová charakteristika DAP TLC7528

4.2 Číslicově řízený univerzální filtr 2. řádu typu TT

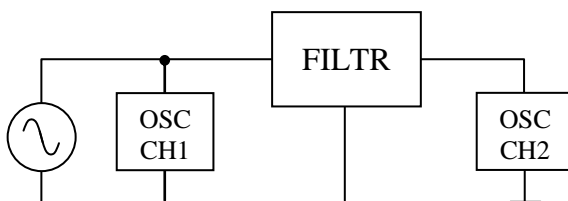
Číslicově řízený univerzální filtr 2. řádu typu TT, viz obrázek 4.4, vychází z obecného zapojení univerzálního filtru 2. řádu typu TT uvedeného v kapitole 3.3.5 na obrázku 3.15. Číslicové řízení univerzálního filtru typu TT je zajištěno DAP, který nahrazuje rezistor R_4 . Číslicové řízení vychází ze vztahů uvedených v kapitole 3.3.5. Díky zvolenému DAP TLC7528 je možné číslicově řídit tento obvod v rozsahu 0 až 255/256 FS DAP, kde úplný rozsah DAP je $255/256 \cdot U_{IN}$ (U_{IN} je reprezentováno U_{REF} DAP).



Obrázek 4.4: Schéma zapojení číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu TT

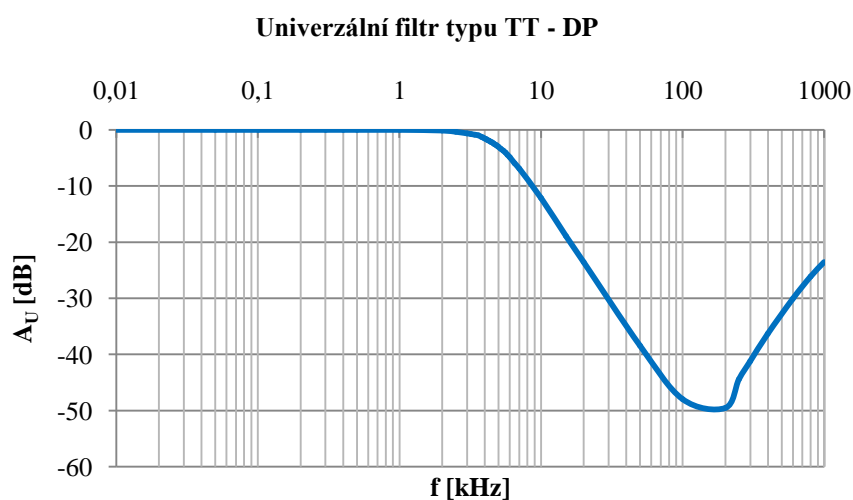
4.2.1 Měření číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu TT

Obecné blokové schéma pro měření kmitočtových charakteristik filtrů je uvedeno na obrázku 4.5. Do filtru je přiveden signál se sinusovým průběhem z generátoru, jehož parametry jsou sledovány kanálem 1 na osciloskopu. Kanálem 2 na osciloskopu jsou sledovány parametry výstupního signálu filtru.

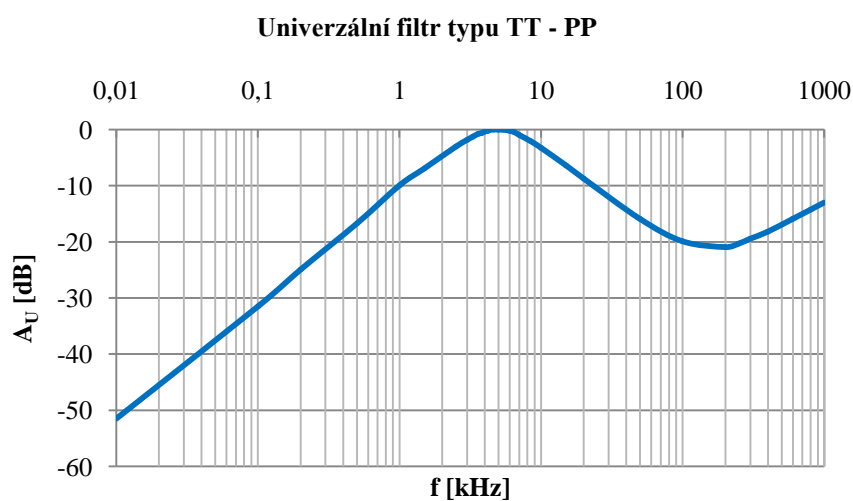


Obrázek 4.5: Blokové schéma zapojení pro měření filtrů

Zapojení pro měření kmitočtových charakteristik univerzálního filtru 2. řádu typu TT je realizováno dle blokového zapojení pro měření filtrů uvedeného na obrázku 4.5. Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru 2. řádu typu TT pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.6 a kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.7. Samotný univerzální filtr je naladěn na kmitočet pólu $f_p = 5 \text{ kHz}$, činitel jakosti $Q = 0,707$ (což odpovídá Butterworthově aproximaci) a na přenos v propustném pásmu $H_0 = 1$. Toto naladění odpovídá součástkám o hodnotách $R_1 = R_2 = R_3 = 330 \text{ } \Omega$, $R_4 = 680 \text{ } \Omega$, $R_5 = R_6 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 68 \text{ nF}$. Součástky jsou vypočteny na základě vztahů uvedených v kapitole 3.3.5 a jsou uvedeny v hodnotách dle řad E12 a E24.

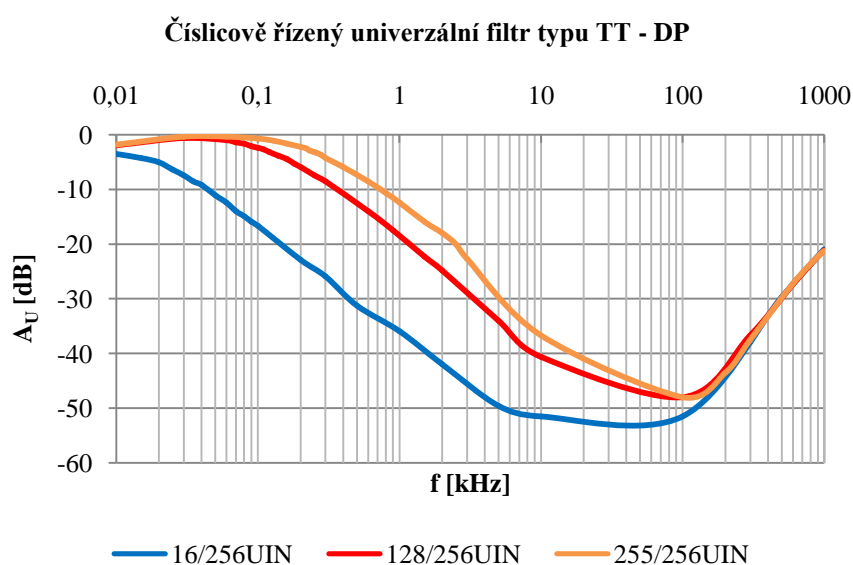


Obrázek 4.6: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu TT – DP

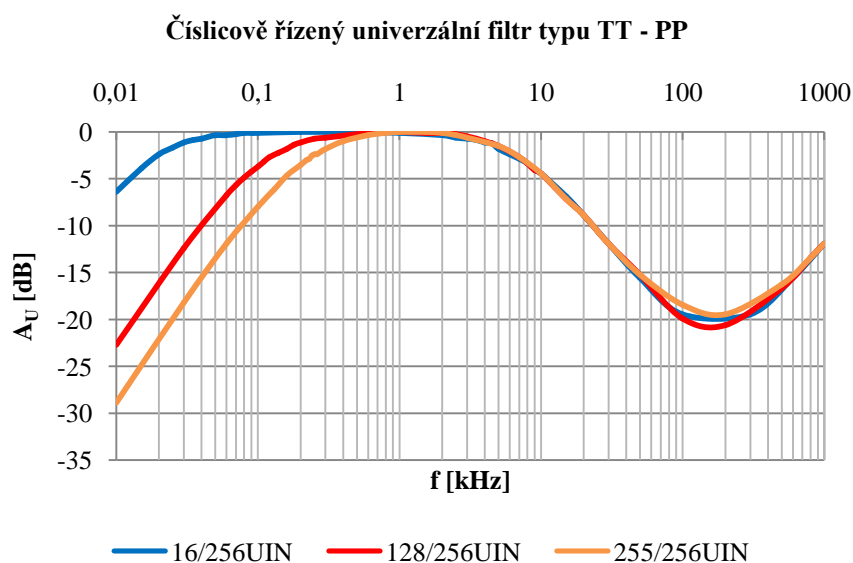


Obrázek 4.7: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu TT – PP

Zapojení pro měření kmitočtových charakteristik číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu TT je realizováno dle blokového zapojení pro měření filtrů uvedeného na obrázku 4.5. Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu TT pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.8 a kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.9. Hodnoty součástek u číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu TT zůstaly nezměněny, pouze DAP nahradil rezistor R_4 , dle schématu zapojení uvedeného na obrázku 4.4.



Obrázek 4.8: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu TT – DP



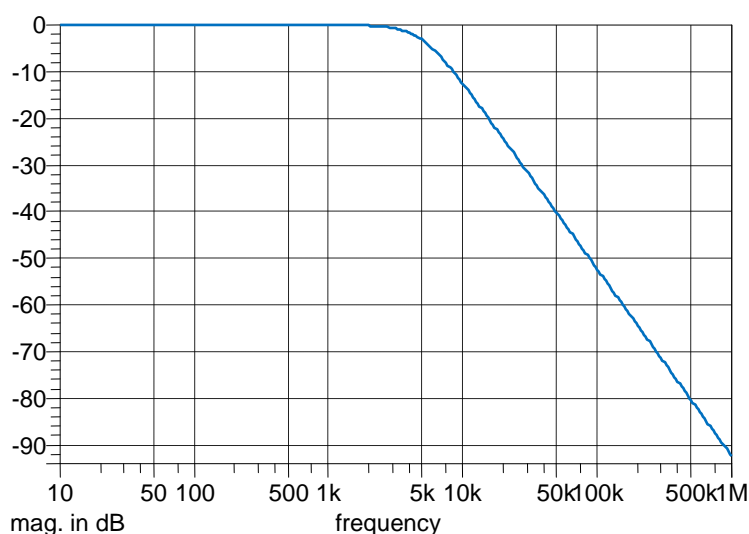
Obrázek 4.9: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu TT – PP

Číslicové řízení univerzálního filtru 2. řádu typu TT je řešeno pouze změnou vstupní číselné posloupnosti DAP. DAP nahradil rezistor R_4 , kterým se ladí kmitočet pólu a činitel jakosti při konstantní šířce pásma i přenosu v propustném pásmu. Kmitočtové charakteristiky z obrázků 4.8 a 4.9 jsou změřeny vždy pro 3 různé hodnoty vstupních číselných posloupností DAP a to pro $16/256 \cdot U_{IN}$, $128/256 \cdot U_{IN}$, $255/256 \cdot U_{IN}$.

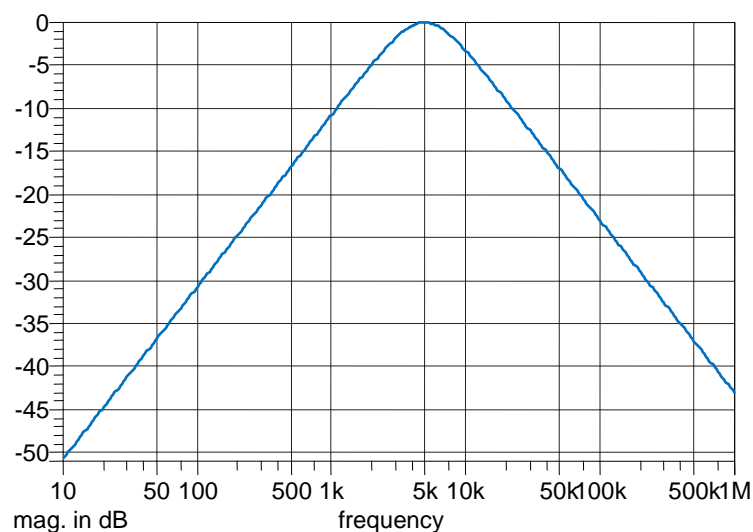
4.2.2 Simulace číslicově řízeného univerzální filtru 2. řádu typu TT

Pro ověření výsledků měření jsem využil simulačního programu SNAP, kterým jsem nasimuloval chování univerzálních filtrů s využitím ideálních prvků v obvodu. Nastavení hodnot obvodových prvků simulovaných univerzálních filtrů i číslicově řízených simulovaných univerzálních filtrů zůstává stejné jako při fyzické realizaci obvodů. Jelikož simulační program SNAP nemá model DAP, vytvořil jsem si proto pro číslicově řízené simulované univerzální filtry model, který simuluje chování DAP. Tento model je tvořen zdrojem proudu řízený proudem, který má předřazen rezistor R o velikosti $R = 9,5 \text{ k}\Omega$ (nahrazuje rezistor R vnitřní architektury DAP typu $R - 2R$). Zdroj proudu řízený proudem v modelu DAP je dán parametrem B (proudový přenos), který je vyjádřen vztahem $B = N \cdot I_{OUT}/I_{IN}$. V tomto případě N vyjadřuje váhu napětí v závislosti na vstupní číselné posloupnosti.

Kmitočtová charakteristika simulovaného univerzálního filtru 2. řádu typu TT pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.10 a kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.11.

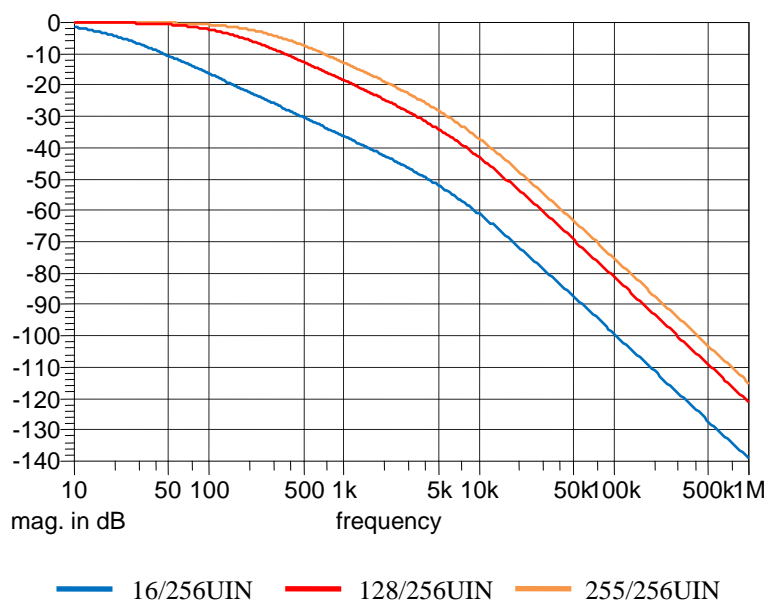


Obrázek 4.10: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu TT – DP

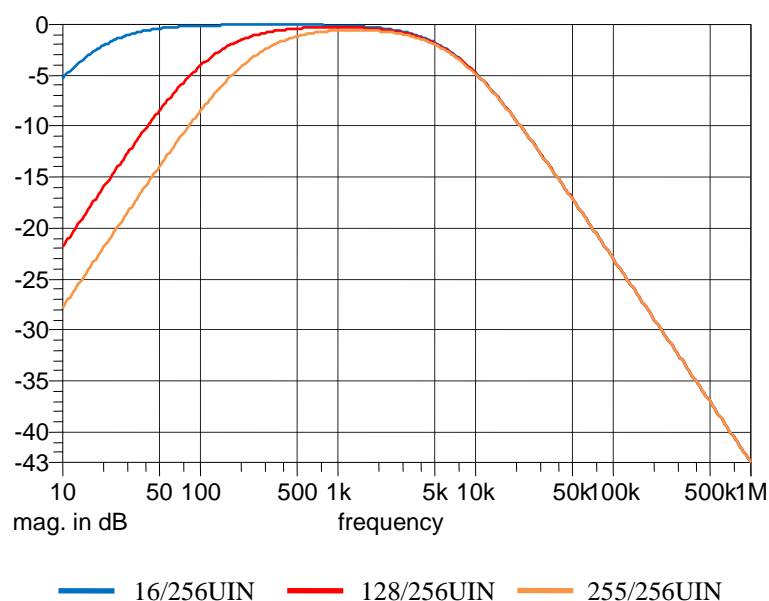


Obrázek 4.11: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu TT – PP

Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného simulovaného univerzálního filtru 2. řádu typu TT pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.12 a kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.13. Kmitočtové charakteristiky z obrázků 4.12 a 4.13 jsou simulovány vždy pro 3 různé hodnoty vstupních číselných posloupností DAP a to pro $16/256 \cdot U_{IN}$, $128/256 \cdot U_{IN}$, $255/256 \cdot U_{IN}$ (hodnoty jsou nastavovány ekvivalentně pomocí parametru B).



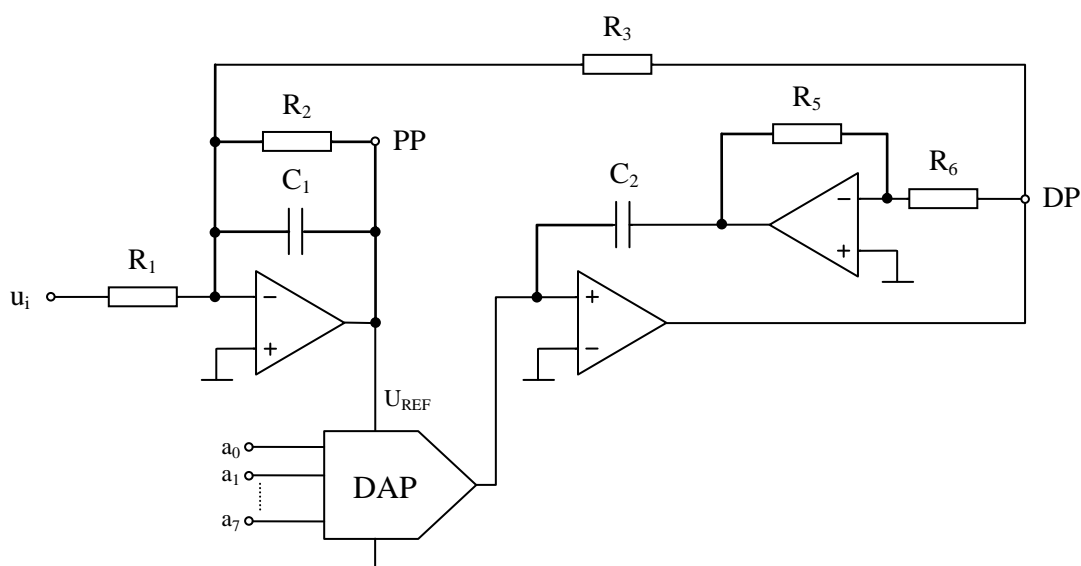
Obrázek 4.12: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu TT – DP



Obrázek 4.13: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu TT – PP

4.3 Číslicově řízený univerzální filtr 2. řádu typu AM

Číslicově řízený univerzální filtr 2. řádu typu AM, viz obrázek 4.14, vychází z obecného zapojení univerzálního filtru 2. řádu typu AM uvedeného v kapitole 3.3.6 na obrázku 3.16. Číslicové řízení univerzálního filtru typu AM je zajištěno DAP, který nahrazuje rezistor R_4 .

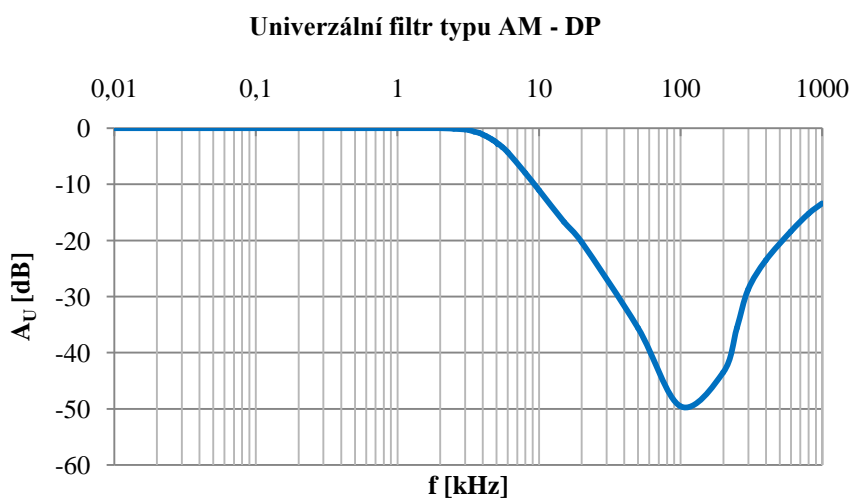


Obrázek 4.14: Schéma zapojení číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu AM

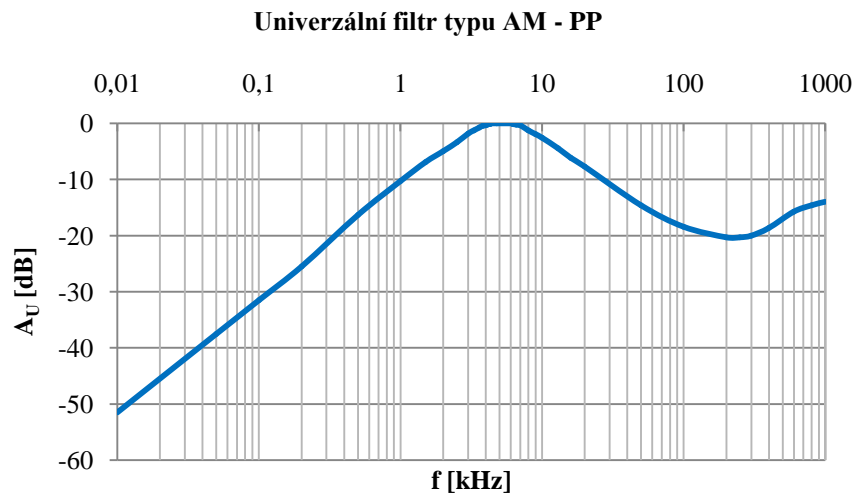
Číslicové řízení vychází ze vztahů uvedených v kapitole 3.3.6. Díky zvolenému DAP TLC7528 je možné číslicově řídit tento obvod v rozsahu 0 až 255/256 FS DAP, kde úplný rozsah DAP je $255/256 \cdot U_{IN}$ (U_{IN} je reprezentováno $U_{REF\ DAP}$).

4.3.1 Měření číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu AM

Zapojení pro měření kmitočtových charakteristik univerzálního filtru 2. řádu typu AM je realizováno dle blokového zapojení pro měření filtrů uvedeného na obrázku 4.5. Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru 2. řádu typu AM pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.15 a kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.16. Samotný univerzální filtr je naladěn jako v předchozím případě na kmitočet pólu $f_p = 5\text{ kHz}$, činitel jakosti $Q = 0,707$ (což odpovídá Butterworthově aproximaci) a na přenos v propustném pásmu $H_0 = 1$. Toto naladění odpovídá součástkám o hodnotách $R_1 = R_2 = R_3 = 330\ \Omega$, $R_4 = 680\ \Omega$, $R_5 = R_6 = 1\text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 68\text{ nF}$. Součástky jsou vypočteny na základě vztahů uvedených v kapitole 3.3.6 a jsou uvedeny v hodnotách dle řad E12 a E24.

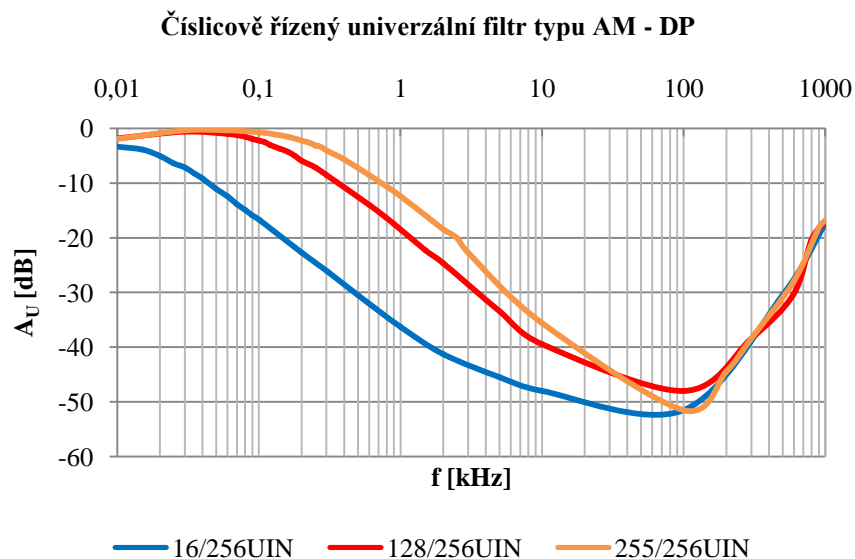


Obrázek 4.15: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu AM – DP

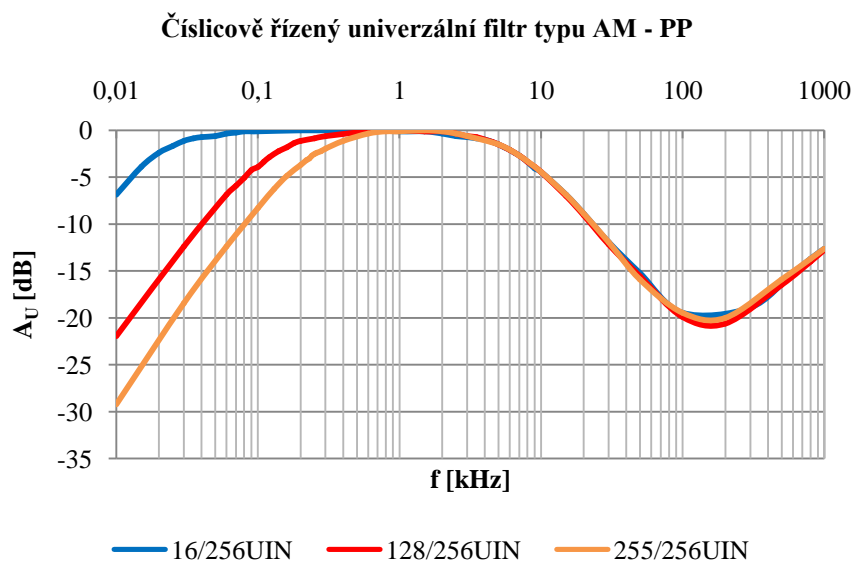


Obrázek 4.16: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu AM – PP

Zapojení pro měření kmitočtových charakteristik číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu AM je realizováno dle blokového zapojení pro měření filtrů uvedeného na obrázku 4.5. Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu AM pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.17 a kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.18. Hodnoty součástek u číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu AM zůstaly nezměněny, pouze DAP nahradil rezistor R_4 , dle schématu zapojení uvedeného na obrázku 4.14.



Obrázek 4.17: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu AM – DP



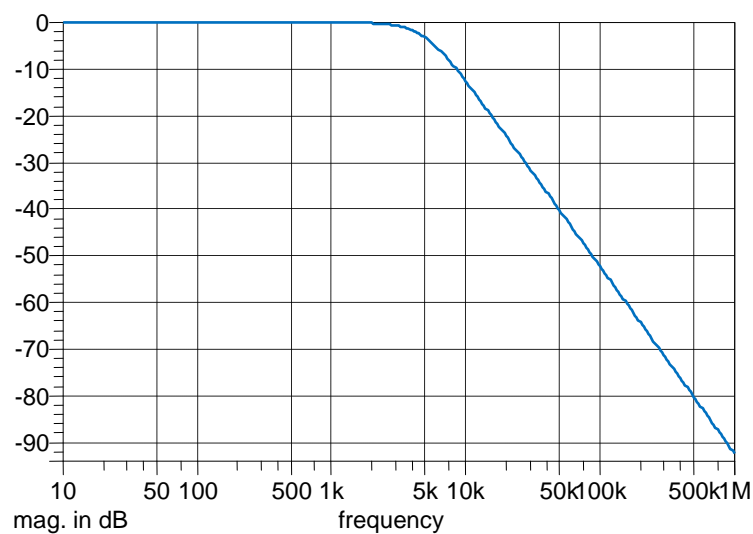
Obrázek 4.18: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu AM – PP

Číslicové řízení univerzálního filtru 2. řádu typu AM je řešeno pouze změnou vstupní číselné posloupnosti DAP jako v předchozím případě. DAP nahradil rezistor R_4 , kterým se ladí kmitočet pólu a činitel jakosti při konstantní šířce pásma i přenosu v propustném pásmu. Kmitočtové charakteristiky z obrázků 4.17 a 4.18 jsou změřeny vždy pro 3 různé hodnoty vstupních číselných posloupností DAP a to pro $16/256 \cdot U_{IN}$, $128/256 \cdot U_{IN}$, $255/256 \cdot U_{IN}$.

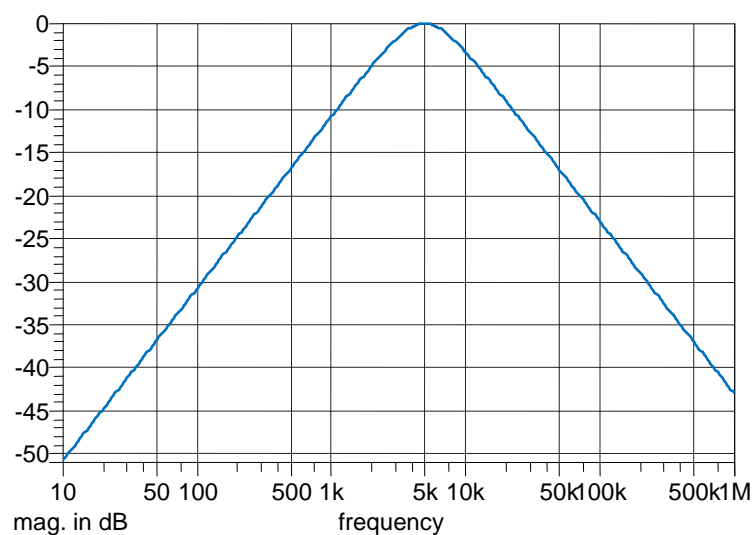
4.3.2 Simulace číslicově řízeného univerzální filtru 2. řádu typu AM

Pro ověření výsledků měření jsem opět využil simulačního programu SNAP. Podrobnější informace o simulaci chování obvodů jsou uvedeny v kapitole 4.2.2.

Kmitočtová charakteristika simulovaného univerzálního filtru 2. řádu typu AM pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.19 a kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.20.

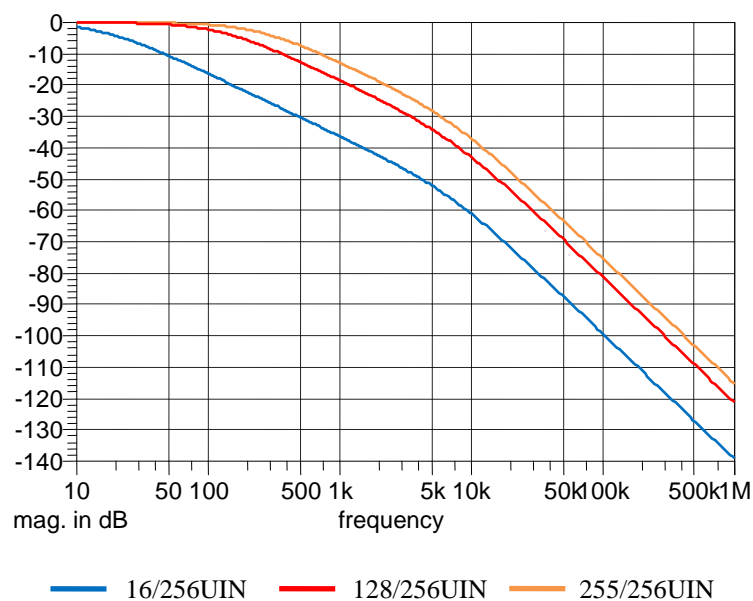


Obrázek 4.19: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu AM – DP

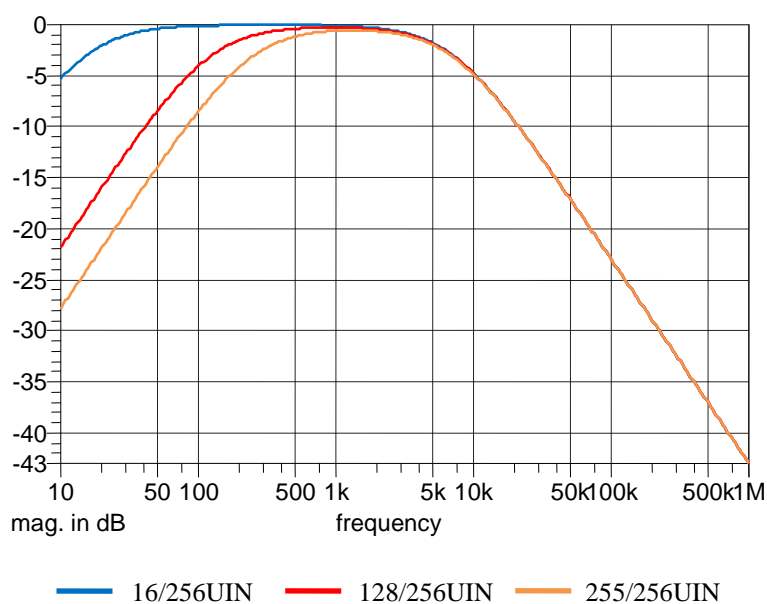


Obrázek 4.20: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu AM – PP

Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného simulovaného univerzálního filtru 2. řádu typu AM pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.21 a kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.22. Kmitočtové charakteristiky z obrázků 4.21 a 4.22 jsou simulovány vždy pro 3 různé hodnoty vstupních číselných posloupností DAP a to pro $16/256 \cdot U_{IN}$, $128/256 \cdot U_{IN}$, $255/256 \cdot U_{IN}$ (hodnoty jsou nastavovány ekvivalentně pomocí parametru B).



Obrázek 4.21: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu AM – DP

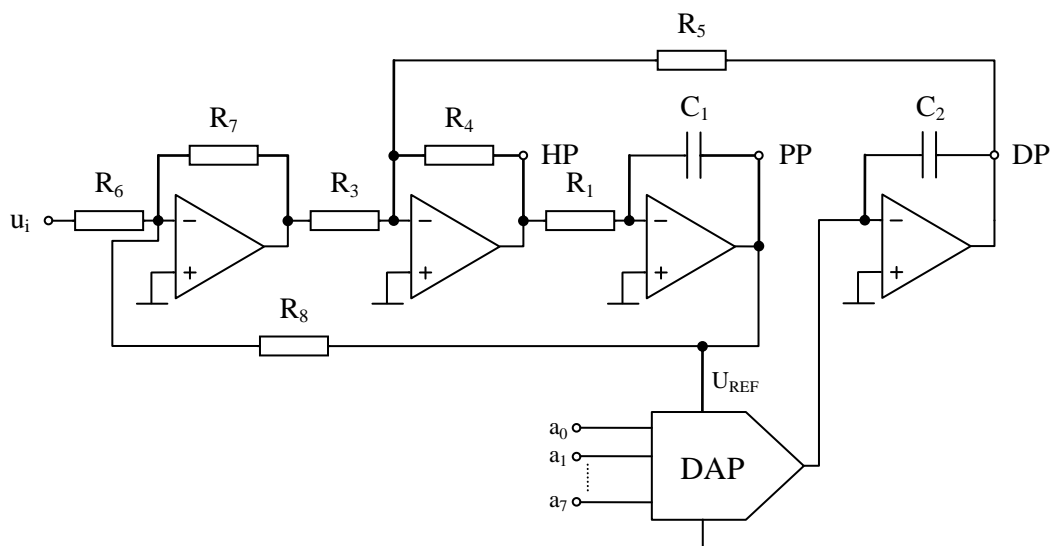


Obrázek 4.22: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu AM – PP

4.4 Číslicově řízený univerzální filtr 2. řádu typu MKHN

Číslicově řízený univerzální filtr 2. řádu typu MKHN, viz obrázek 4.23, vychází z obecného zapojení univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN uvedeného v kapitole 3.3.7 na obrázku 3.18. Číslicové řízení univerzálního filtru typu MKHN je zajištěno DAP, který nahrazuje rezistor R_2 .

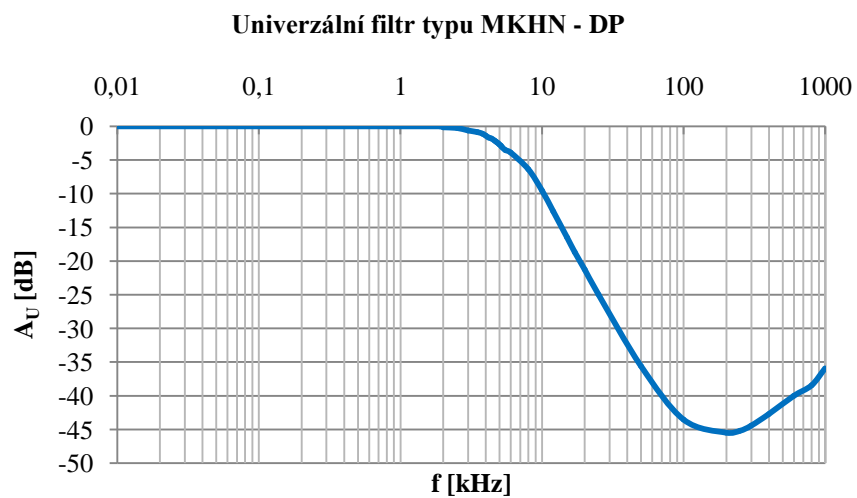
Číslicové řízení vychází ze vztahů uvedených v kapitole 3.3.7. Díky zvolenému DAP TLC7528 je možné číslicově řídit tento obvod v rozsahu 0 až 255/256 FS DAP, kde úplný rozsah DAP je $255/256 \cdot U_{IN}$ (U_{IN} je reprezentováno U_{REF} DAP).



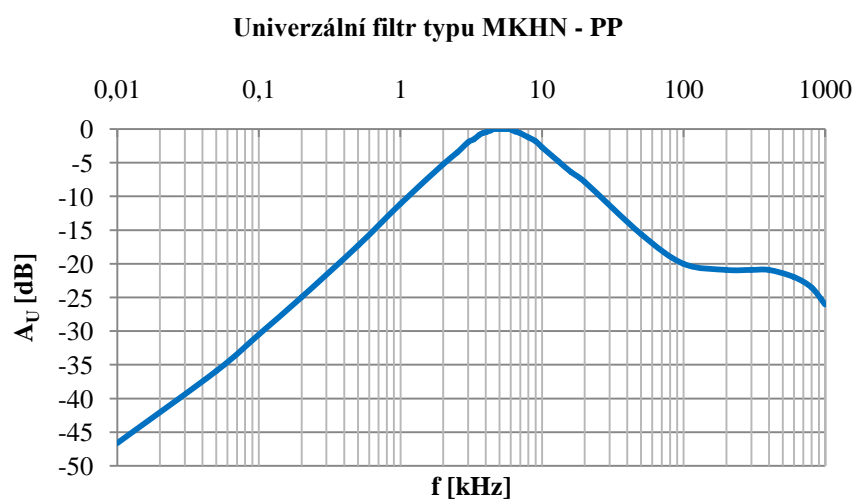
Obrázek 4.23: Schéma zapojení číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN

4.4.1 Měření číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN

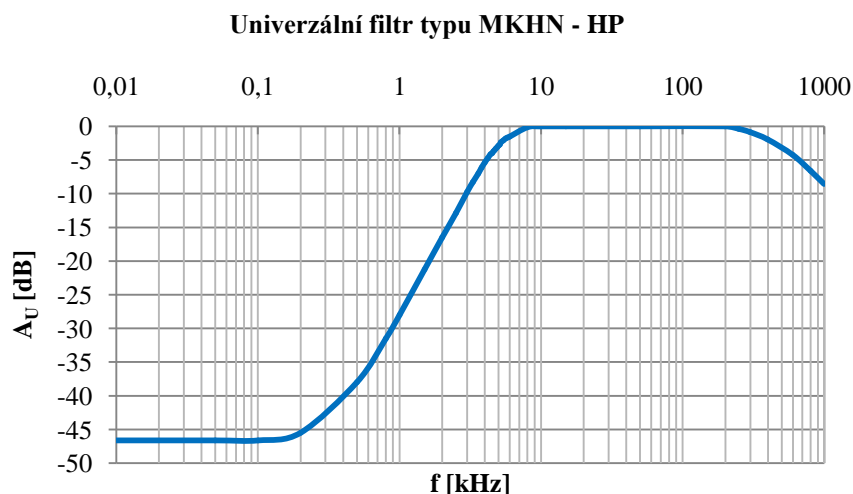
Zapojení pro měření kmitočtových charakteristik univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN je realizováno dle blokového zapojení pro měření filtrů uvedeného na obrázku 4.5. Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.24, kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.25 a kmitočtová charakteristika pro výstup HP je uvedena na obrázku 4.26. Samotný univerzální filtr je naladěn jako v předchozích případech na kmitočet pólu $f_p = 5$ kHz, činitel jakosti $Q = 0,707$ (což odpovídá Butterworthově aproximaci) a na přenos v propustném pásmu $H_0 = 1$. Toto naladění odpovídá součástkám o hodnotách $R_1 = 330 \Omega$, $R_2 = 680 \Omega$, $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = R_8 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 68 \text{ nF}$. Součástky jsou vypočteny na základě vztahů uvedených v kapitole 3.3.7 a jsou uvedeny v hodnotách dle řad E12 a E24.



Obrázek 4.24: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu MKHN – DP

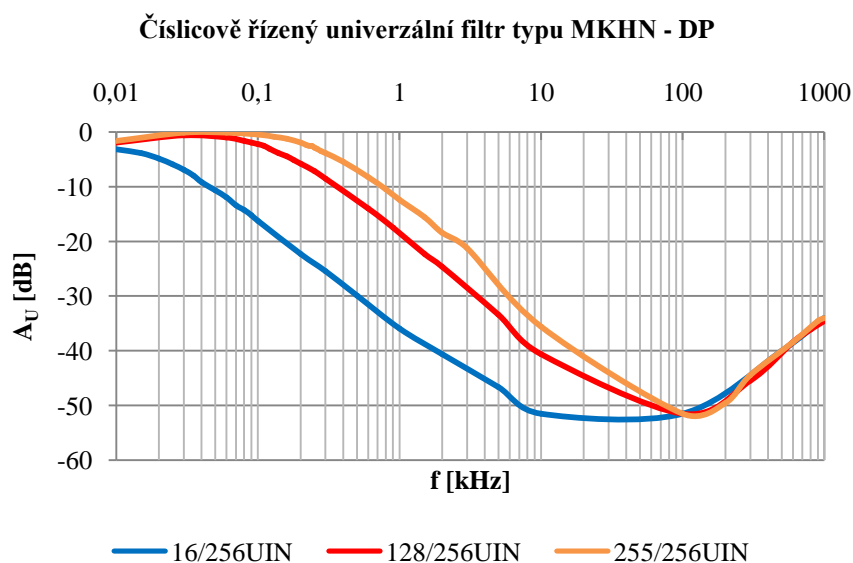


Obrázek 4.25: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu MKHN – PP

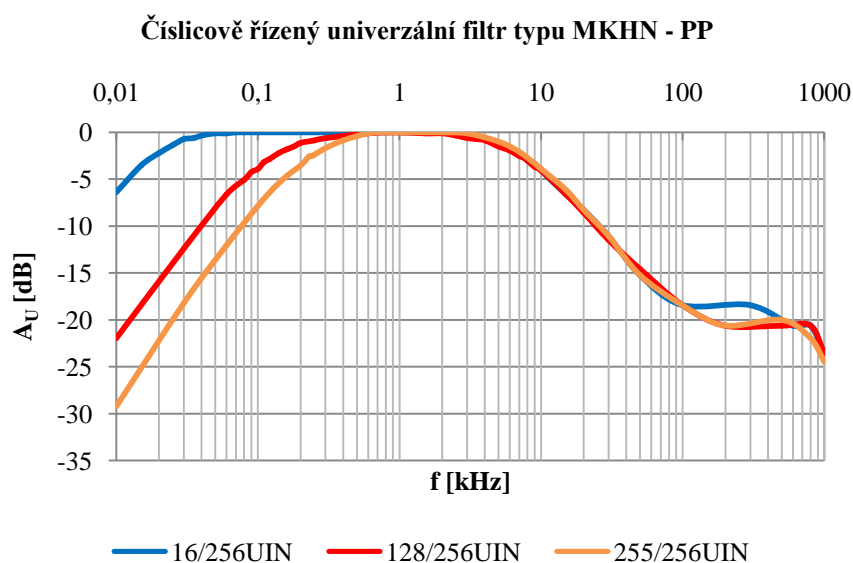


Obrázek 4.26: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu MKHN – HP

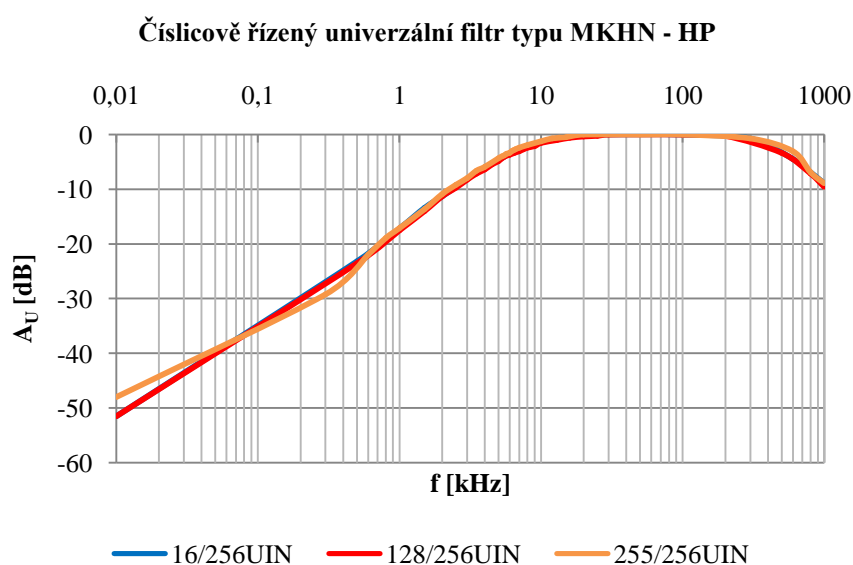
Zapojení pro měření kmitočtových charakteristik číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN je realizováno dle blokového zapojení pro měření filtrů uvedeného na obrázku 4.5. Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.27, kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.28 a kmitočtová charakteristika pro výstup HP je uvedena na obrázku 4.29. Hodnoty součástek u číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN zůstaly nezměněny, pouze DAP nahradil rezistor R_2 , dle schématu zapojení uvedeného na obrázku 4.23.



Obrázek 4.27: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – DP



Obrázek 4.28: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – PP



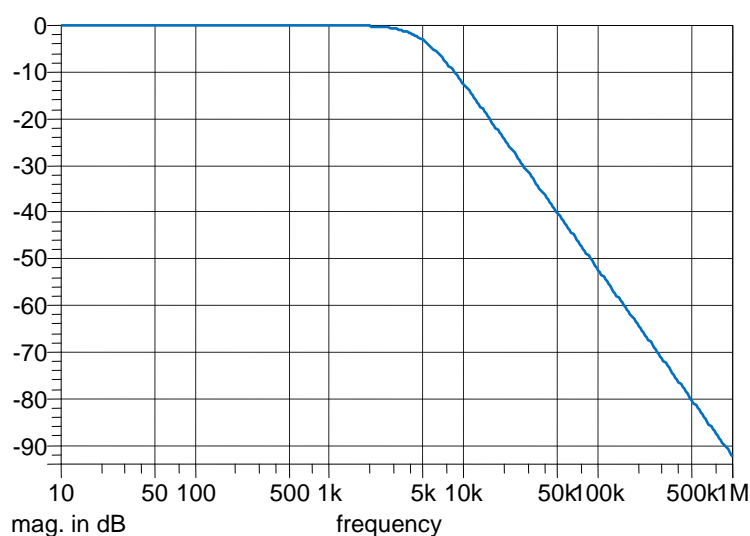
Obrázek 4.29: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – HP

Číslicové řízení univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN je řešeno pouze změnou vstupní číselné posloupnosti DAP jako v předchozím případě. DAP nahradil rezistor R_2 , kterým se ladí kmitočet pólu a činitel jakosti při konstantní šířce pásma i přenosu v propustném pásmu. Kmitočtové charakteristiky z obrázků 4.27, 4.28 a 4.29 jsou změřeny vždy pro 3 různé hodnoty vstupních číselných posloupností DAP a to pro $16/256 \cdot U_{IN}$, $128/256 \cdot U_{IN}$, $255/256 \cdot U_{IN}$.

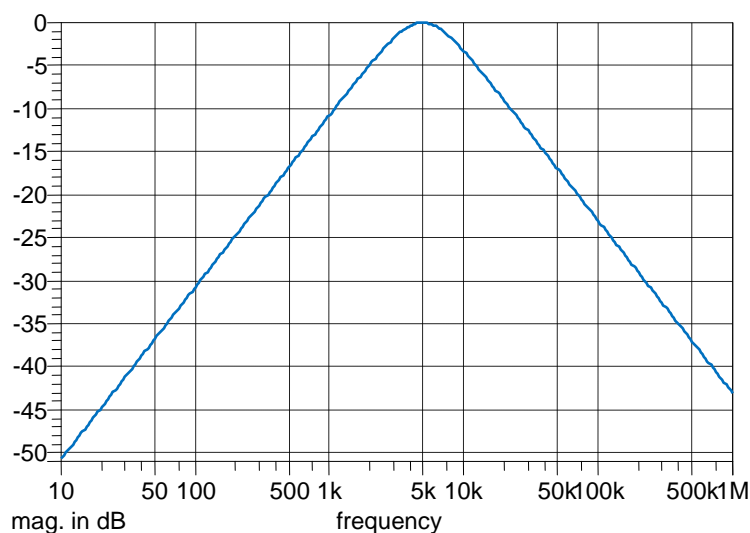
4.4.2 Simulace číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN

Pro ověření výsledků měření jsem opět využil simulačního programu SNAP. Podrobnější informace o simulaci chování obvodů jsou uvedeny v kapitole 4.2.2.

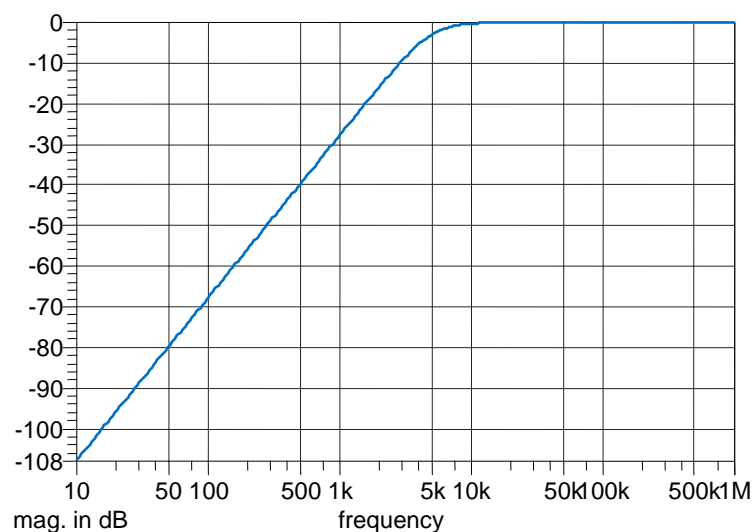
Kmitočtová charakteristika simulovaného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.30, kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.31 a kmitočtová charakteristika pro výstup HP je uvedena na obrázku 4.32.



Obrázek 4.30: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu MKHN – DP

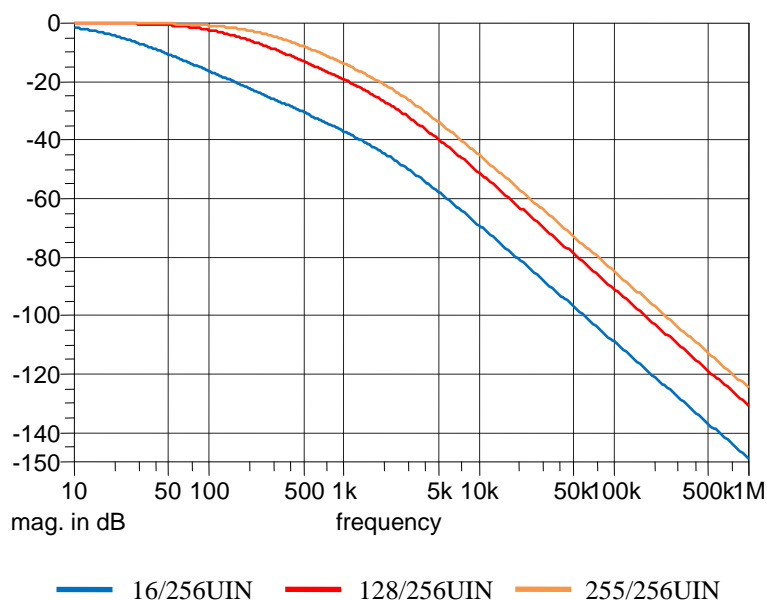


Obrázek 4.31: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu MKHN – PP

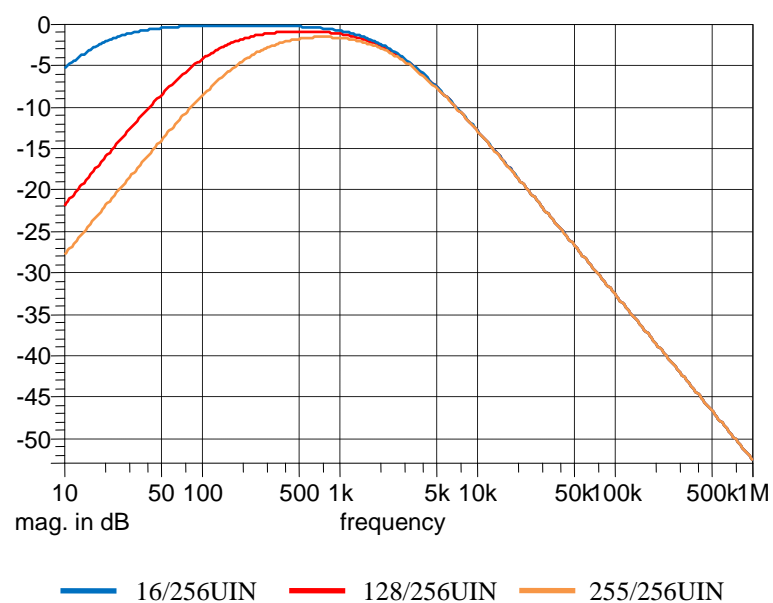


Obrázek 4.32: Kmitočtová charakteristika univerzálního filtru typu MKHN – HP

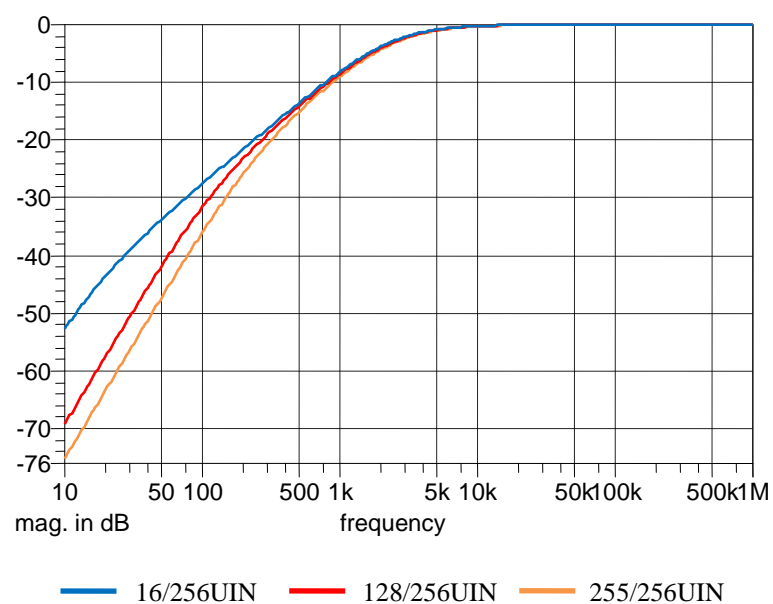
Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného simulovaného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.33, kmitočtová charakteristika pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.34 a kmitočtová charakteristika pro výstup HP je uvedena na obrázku 4.35. Kmitočtové charakteristiky z obrázků 4.33, 4.34 a 4.35 jsou simulovány vždy pro 3 různé hodnoty vstupních číselných posloupností DAP a to pro $16/256 \cdot U_{IN}$, $128/256 \cdot U_{IN}$, $255/256 \cdot U_{IN}$ (hodnoty jsou nastavovány ekvivalentně pomocí parametru B).



Obrázek 4.33: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – DP



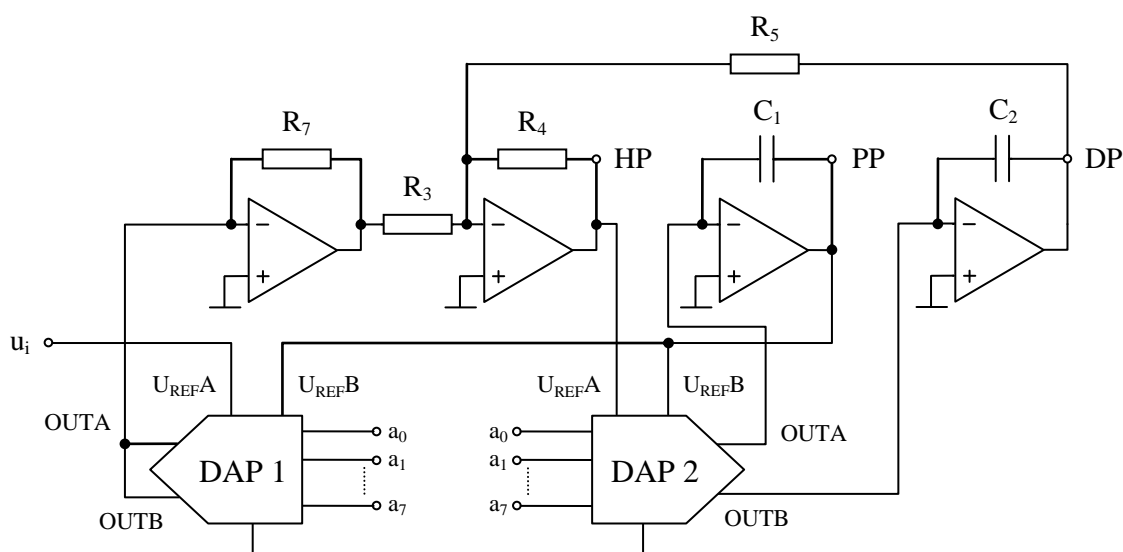
Obrázek 4.34: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – PP



Obrázek 4.35: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – HP

4.4.3 Simulace plně číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN

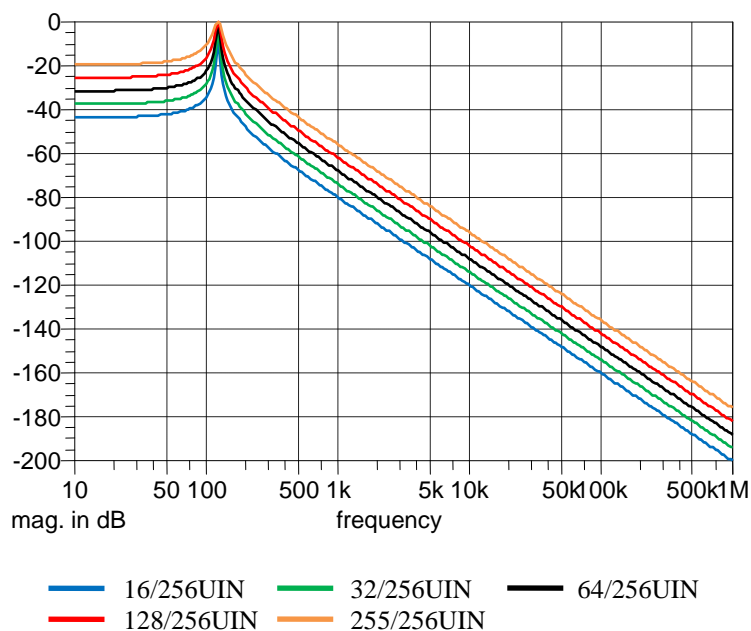
Na obrázku 4.36 je uvedeno schéma zapojení číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN s využitím více DAP. Využitím dvou DAP TLC7528 je možné ladit více parametrů univerzálního filtru typu MKHN. DAP 1 nahrazuje rezistory R_6 a R_8 . Rezistorem R_6 se ladí H_0 při konstantním Q , B a f_p . Rezistorem R_8 se ladí Q , B a H_0 při konstantním f_p . DAP 2 nahrazuje rezistory R_1 a R_2 . Rezistorem R_1 se ladí Q , B a f_p při konstantním H_0 . Rezistorem R_2 se ladí Q a f_p při konstantním B a H_0 . Vztahy pro výpočet laditelnosti univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN jsou uvedeny v kapitole 3.3.7.



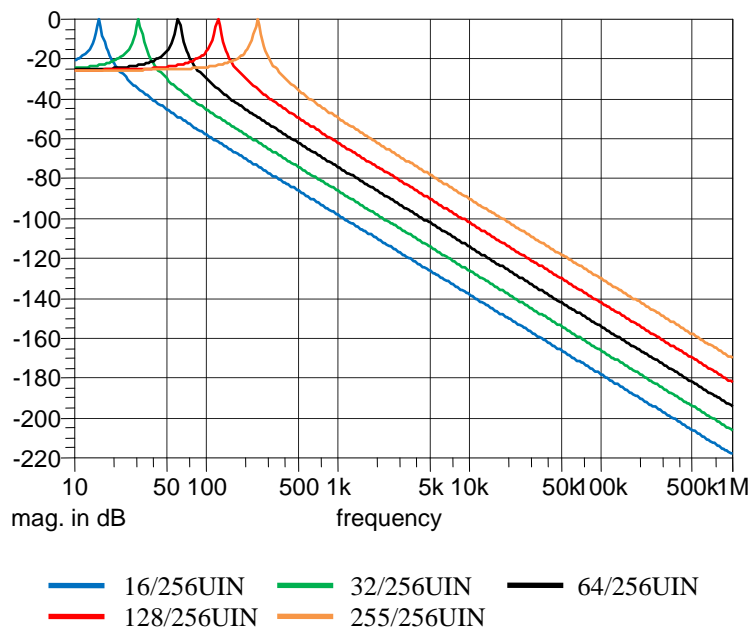
Obrázek 4.36: Schéma zapojení číslicově řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN

Pro zjednodušení při simulacích v simulačním programu SNAP využívám stejných výstupních analogových hodnot pro oba výstupy na jednom DAP při nastavené vstupní číselné posloupnosti. Každý analogový výstup u reálného DAP TLC7528 je možné řídit, pomocí řídicích vstupů DAP, samostatně na základě změny vstupní číselné posloupnosti. Konkrétní nastavení řídicích vstupů a řízení celého DAP TLC7528 je uvedeno v datasheetu z literatury [12].

Kmitočtová charakteristika simulovaného plně řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN pro výstup DP je uvedena na obrázku 4.37 pro změny na DAP 1 a na obrázku 4.38 pro změny na DAP 2.

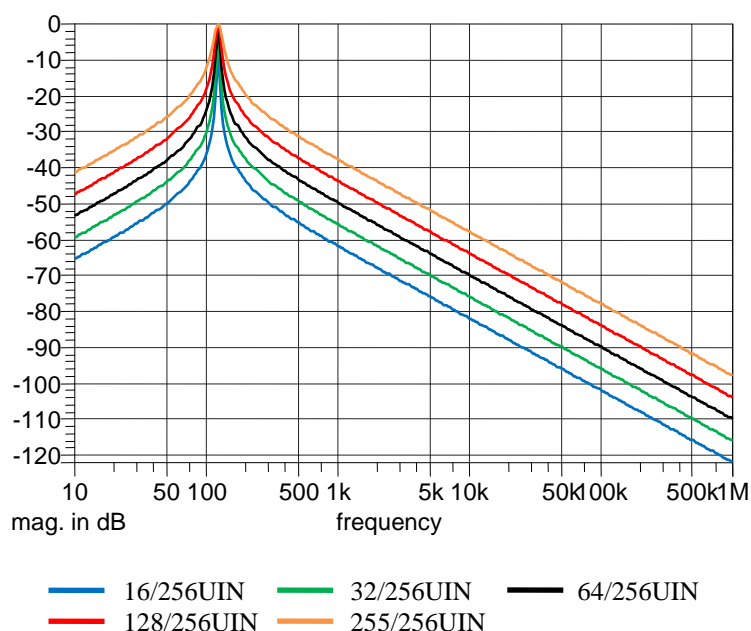


Obrázek 4.37: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – DP

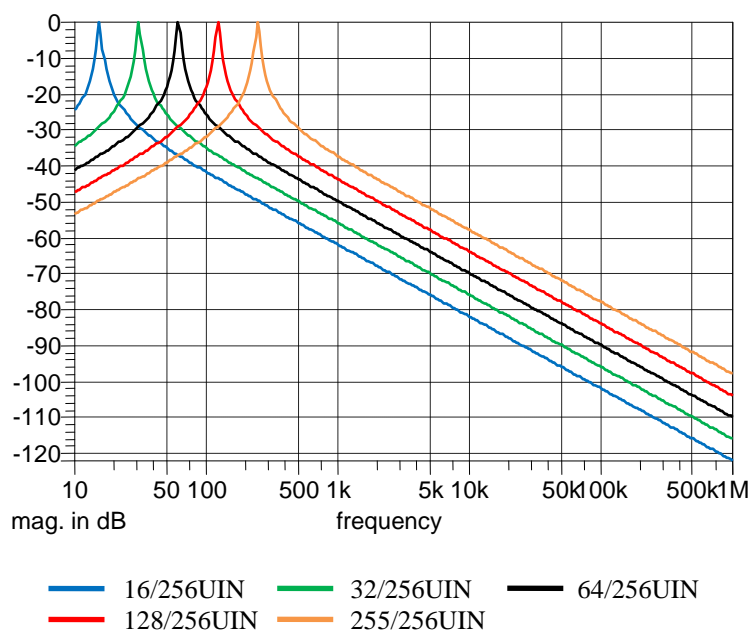


Obrázek 4.38: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – DP

Kmitočtová charakteristika simulovaného plně řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN pro výstup PP je uvedena na obrázku 4.39 pro změny na DAP 1 a na obrázku 4.40 pro změny na DAP 2.

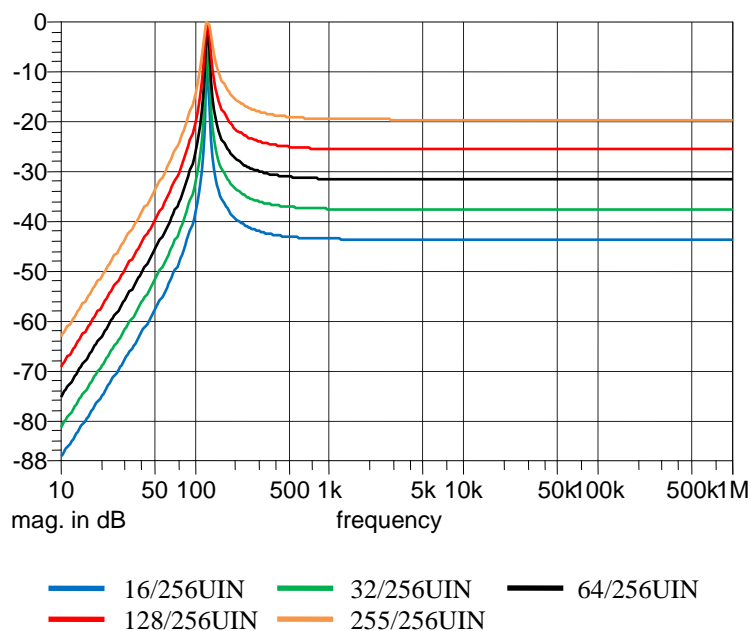


Obrázek 4.39: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – PP

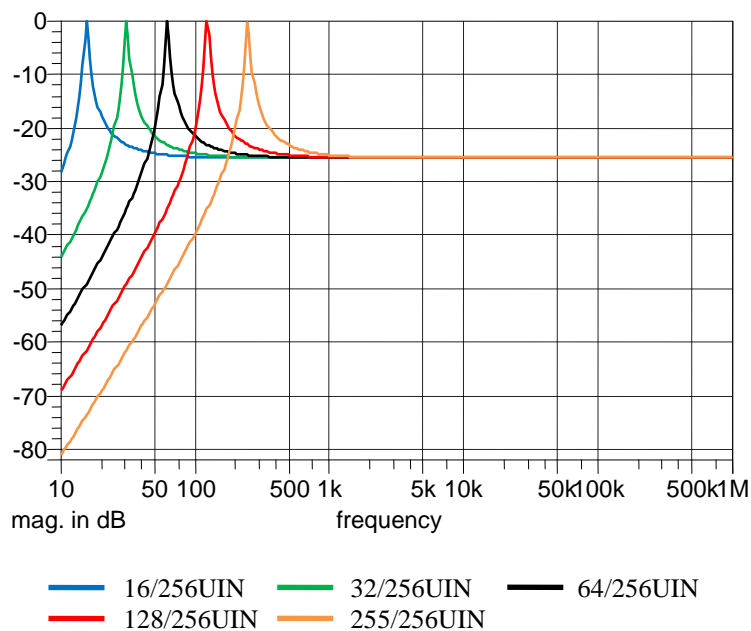


Obrázek 4.40: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – PP

Kmitočtová charakteristika simulovaného plně řízeného univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN pro výstup HP je uvedena na obrázku 4.41 pro změny na DAP 1 a na obrázku 4.42 pro změny na DAP 2.



Obrázek 4.41: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – HP



Obrázek 4.42: Kmitočtová charakteristika číslicově řízeného univerzálního filtru typu MKHN – HP

Kmitočtové charakteristiky z obrázků 4.37 až 4.42 jsou simulovány vždy pro 5 různých hodnot vstupních číselných posloupností DAP a to pro $16/256 \cdot U_{IN}$, $32/256 \cdot U_{IN}$, $64/256 \cdot U_{IN}$, $128/256 \cdot U_{IN}$, $255/256 \cdot U_{IN}$ (hodnoty jsou nastavovány ekvivalentně pomocí parametru B, viz kapitola 4.2.2). Změny jsou nastavovány vždy pro jeden DAP a druhý DAP je nastaven na konstantní hodnotu vstupní číselné posloupnosti $128/256 \cdot U_{IN}$.

Závěr

Cílem této diplomové bylo provést analýzu zapojení D/A převodníků a obvodových řešení filtrů s ohledem na vzájemnou spolupráci při realizaci číslicově laděných filtrů. Dalším úkolem bylo provedení analýzy navržených zapojení s ohledem na laditelnost parametrů filtrů a rozsah pracovních kmitočtů.

Tuto práci jsem rozdělil do 4 kapitol. První kapitolou je úvod. Druhá kapitola je teoretická a zabývá se popisem kmitočtových filtrů a A/D a D/A převodníků. Třetí kapitola popisuje návrh číslicově řízených filtrů. V této kapitole jsou uvedeny základní používané architektury DAP, dále výběr DAP vhodného pro realizaci číslicově řízených filtrů a základní stavební prvky univerzálních filtrů. Čtvrtá, poslední, kapitola se zabývá samotnou realizací a simulacemi navržených číslicově řízených filtrů.

Tato práce je zaměřena na číslicově řízené univerzální filtry, proto jsem v práci provedl popis základních stavebních prvků, ze kterých jsou sestaveny univerzální filtry. Základní stavební prvky jsem uvedl i z hlediska jejich číslicového řízení a pro každý jsem odvodil vztahy pro výpočet výstupního napětí. Využití univerzálních filtrů je výhodné, protože mají v jednom zapojení více výstupů, nejčastěji DP a PP. Vybral jsem tři zapojení univerzálních filtrů (TT, AM a MKHN), která jsou vhodná pro číslicové řízení. Pro tyto vybrané univerzální filtry jsem odvodil jejich přenosové funkce, ze kterých jsem odvodil vztahy pro výpočet laditelnosti parametrů filtrů. Pro číslicové řízení univerzálních filtrů využívám DAP, proto důležitý výběr vhodného DAP. Na základě porovnání DAP od známých výrobců jsem vybral typ DAP TLC7528, protože splnil kladené požadavky a je komerčně dostupný.

Pro samotnou realizaci navržených univerzálních filtrů jsem zvolil měření na nepájivém poli a měření jsem rozšířil o simulace v simulačním programu SNAP. Nejprve jsem provedl měření na samotném DAP TLC7528. Změřil jsem jeho převodní charakteristiku a kmitočtovou charakteristiku, ze kterých jsem zjistil, že DAP pracuje s oběma polaritami vstupního signálu pro hodnoty -10 V až 10 V a převádí se symetricky. Dále jsem zjistil, že DAP TLC7528 je použitelný až do kmitočtů o 1 MHz . Poté jsem provedl měření pro navržené univerzální filtry i pro číslicově řízené univerzální filtry. Změřil jsem jejich kmitočtové charakteristiky vždy pro kmitočty od 10 Hz až do 1 MHz pro všechny výstupy. Všechny univerzální filtry jsou navrženy na kmitočet pólu $f_p = 5\text{ kHz}$, činitel jakosti $Q = 0,707$ a přenos v propustném pásmu $H_0 = 1$, ale díky zaokrouhlení součástek do řad E12 a E24 se tyto hodnoty změnily na $f_p = 4,94\text{ kHz}$, $Q = 0,697$

a $H_0 = 1$. Univerzální filtry jsem také nasimuloval v simulačním programu SNAP a vykreslil jejich kmitočtové charakteristiky. Při porovnání ideálních simulovaných a změřených průběhů jsou na průbězích viditelné odchylky a na reálné průběhy navíc působí od 100 kHz dopředný přenos, který se projevuje zakřivením průběhu. Pro číslicově řízené univerzální filtry jsem provedl měření na stejně navržených hodnotách součástek s tím rozdílem, že jsem vždy pro daný filtr nahradil daný rezistor DAP. Měření jsem provedl pro 3 průběhy kmitočtových charakteristik, vždy pro danou vstupní číselnou posloupnost DAP. Stejným způsobem jsem provedl také simulace a vykreslil jsem jejich průběhy. Při porovnání simulovaných a změřených průběhů jsou na průbězích viditelné odchylky a na reálné průběhy navíc opět působí dopředný přenos, který zakřivuje průběhy od 100 kHz. Nakonec jsem provedl simulaci plně řízeného univerzálního filtru typu MKHN, který je řízen čtyřmi převodníky (dvěma DAP TLC7528). Vykreslil jsem průběhy kmitočtových charakteristik pro změny vstupních číselných posloupností DAP.

V budoucnu je možné na tuto práci navázat a věnovat se univerzálním filtrům, které nejsou přímo vhodné pro realizaci číslicově řízených filtrů a provést návrhy způsobů číslicového řízení těchto univerzálních filtrů.

Literatura

- [1] BIOLEK, D. *Možnosti elektronického řízení parametrů filtrů 2. řádu s třemi operačními zesilovači*. VA Brno: Odborná zpráva řešení projektu GAČR č. 102/97/0765, 1999.
- [2] DOLEČEK, J. *Moderní učebnice elektroniky 5. díl – Operační zesilovače a komparátory*. 1. vydání. Praha: BEN – Technická literatura, 2007. 232 s. ISBN 978-80-7300-187-2.
- [3] DOLEČEK, J. *Moderní učebnice elektroniky 6. díl – Kmitočtové filtry, generátory signálů a převodníky dat*. 1. vydání. Praha: BEN – Technická literatura, 2009. 272 s. ISBN 978-80-7300-240-4.
- [4] DOSTÁL, T., AXMAN, V. *Elektrické filtry*. Brno: FEKT VUT, 2002. 343 s. ISBN REL 002.
- [5] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. 1. vydání. Praha: BEN – Technická literatura, 2002. 536 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [6] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. 5. vydání. Praha: BEN – Technická literatura, 2002. 496 s. ISBN 80-7300-059-8.
- [7] Internetové stránky firmy Analog Devices [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.analog.com/>>
- [8] Internetové stránky firmy Elektrorevue [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/cz/clanky/communication-technology-5/10/moznosti-elektronickeho-ladeni-filtru-khn-struktury-s-ruznymi-komerčne-dostupnymi-aktivnimi-bloky/>>
- [9] Internetové stránky firmy Linear Technoligy [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.linear.com/>>
- [10] Internetové stránky firmy Maxim – Dallas Semiconductor [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.maxim-ic.com/>>
- [11] Internetové stránky firmy SNAP [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.snap.webpark.cz/>>
- [12] Internetové stránky firmy Texas Instruments [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <<http://www.ti.com/>>
- [13] Internetové stránky firmy TZB-info [online], [cit. květen 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.tzb-info.cz/download.py?file=docu/texty/0001/000102_da_ad_prevodniky.pdf>

Přílohy

<u>Příloha 1:</u>	Tabulky naměřených hodnot univerzálního filtru 2. řádu typu TT	4 strany
<u>Příloha 2:</u>	Tabulky naměřených hodnot univerzálního filtru 2. řádu typu AM	4 strany
<u>Příloha 3:</u>	Tabulky naměřených hodnot univerzálního filtru 2. řádu typu MKHN	8 stran
<u>Příloha 4:</u>	Tabulky naměřených hodnot kmitočtové charakteristiky DAP	1 strana
<u>Příloha 5:</u>	Soubory ze simulačního programu SNAP	CD